

Entwicklung eines Nadelsensor- Rasterkraftmikroskops für die Fehleranalyse an integrierten Schaltungen

Von der Fakultät für Ingenieurwissenschaften der
Universität Duisburg-Essen
zur Erlangung des akademischen Grades eines

Doktor Ingenieurs

genehmigte Dissertation

von

Claus Hartmann

aus

Krefeld

Referent: Prof. Dr. rer. nat. Gerd Bacher

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. Holger Vogt

Tag der mündlichen Prüfung: 20.04.2007

Inhaltsangabe

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen	iii
Liste der verwendeten Abkürzungen	iii
Liste der verwendeten Formelzeichen	iv
1 Einleitung	1
2 Physikalische Grundlagen der Rasterkraftmikroskopie	7
2.1 Das Funktionsprinzip der Rasterkraftmikroskopie	7
2.2 Abbildungsarten der Rasterkraftmikroskopie	12
2.2.1 Der Kontaktmodus	12
2.2.2 Der Nicht-Kontaktmodus	14
2.2.3 Der dynamische Nicht-Kontaktmodus (Tapping-Modus)	16
2.3 Betriebsmodi eines Rasterkraftmikroskops zur Messung von Fernfeldkräften	17
2.3.1 Nicht-Kontaktmodus mit konstanter Höhe und ohne mechanische Anregung der Messsonde	18
2.3.2 Nicht-Kontaktmodus mit konstanter Höhe und mit mechanischer Anregung der Messsonde	19
3 Der Nadelsensor	23
3.1 Gegenüberstellung kommerziell eingesetzter Piezoresonatoren	24
3.2 Kraftmessung mit dem Nadelsensor	28
4 Entwicklung eines Modells zur Strom- und Spannungsmessung mit dem Nadelsensor	35
4.1 Grundlagen der Strommessungen mit dem Nadelsensor	36
4.2 Grundlagen der Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor	45

4.3	Diskussion der theoretischen Messbereichsgrenzen und Ortsauflösung von Strom- und Spannungsmessungen	55
5	Realisierung eines für Strom- und Spannungsmessungen geeigneten Messaufbaus	61
5.1	Apparative Grundlagen des Messaufbaus	62
5.2	Elektrische Beschaltung des Messaufbaus	65
6	Demonstration der Leistungsfähigkeit des entwickelten Messsystems	69
6.1	Grundlagenmessungen mit dem Nadelsensor	69
6.2	Topographische Untersuchungen mit dem Nadelsensor	76
6.3	Strommessungen mit dem Nadelsensor	82
6.4	Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor	90
7	Fehleranalyse an ausgewählten integrierten Schaltungen	111
7.1	Einsatz der Strommesstechnik an einem IC der Firma ELMOS	111
7.2	Einsatz der Strommesstechnik an einem IC der Fraunhofer Gesellschaft	114
7.3	Überprüfung einer Fehleranalyse der Eidgenössischen Materialprüfungsanstalt (EMPA)	118
8	Zusammenfassung und Ausblick	125
9	Literaturangaben	131

Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen und Formelzeichen

Liste der verwendeten Abkürzungen

AKM	Atomkraftmikroskopie
ASIC	Application Specific Integrated Circuit
CMOS	Complementary metal oxide semiconductor
DRAM	Dynamic random access memory
EFM	Electric Force Microscopy
ESD	Electrostatic discharge
et al.	und andere
FEM	Finite Elemente Modellierung
GMR	Giant Magnetoresistance
GND	Massepotenzial
IC	Integrated circuit
ITG	Informationstechnische Gesellschaft
ITRS	International technology roadmap for Semiconductors
MKM	Magnetkraftmikroskopie
NS	Nadelsensor
NSOM	Nearfield scanning optical microscopy
PI	Proportional / Integral
PLL	Phase locked loop

REM	Rasterelektronenmikroskopie
RKM	Rasterkraftmikroskopie
RTM	Rastertunnelmikroskopie
SCM	Scanning capacitance microscopy
Si	Silizium
SNAM	Scanning near field acoustic microscopy
SQUID	Scanning superconducting quantum interference device
TF	Tuning Fork
UHV	Ultrahochvakuum
V_{DC} / V_{AC}	Gleich-/ Wechselspannung
V_{DD}	Versorgungsspannung
VDI	Verein Deutscher Ingenieure
w. E.	willkürliche Einheit

Liste der verwendeten Formelzeichen

A	Fläche eines Kondensators
B	Bandbreite
C	Kapazität
C_0	Parallelkapazität eines Schwingkreises
C_1	Serienkapazität eines Schwingkreises
\vec{E}	Elektrisches Feld
\vec{e}_x, \vec{e}_z	Einheitsvektoren in x- und z-Richtung
F	Kraftwechselwirkung zwischen Messspitze und Probe
F_{Atom}	atomare Kraft

$F(z)$	externe, angreifende Kraft in z -Richtung
\hat{F}_e	Amplitude der Erregerkraft
\vec{F}_{el}	elektrische Kraft
$F_{z,el}$	z -Komponente der elektrischen Kraft
$F_{z,mag}$	z -Komponente der magnetischen Kraft
f	Frequenz
f_{Res}	Resonanzfrequenz
$\text{grad}(F(z))$	Kraftgradient der z -Komponente der extern angreifenden Kraft
\vec{H}	magnetische Feldstärke
h	Arbeitsabstand zwischen Messspitze und Probe
h_0	Abstand des Schwerpunktes des magnetischen Dipols von dem Messspitzenende
h_{eff}	effektiver Messabstand des Nadelsensors zur Probenoberfläche
I	Stromstärke
i, j	Indizes
k	Federkonstante
$k_{repulsiv}, k_{attraktiv}$	materialspezifische Konstanten
L	Induktivität
L_1	Serieninduktivität eines Schwingkreises
\vec{M}	Magnetisierung der Messspitze
m	effektive Masse des Oszillators
m_z	magnetisches Dipolmoment der Messspitze in z -Richtung

n_1, n_2	Gewichtung der Richtungsableitungen der z-Komponente der magnetischen Kraft
Q	Güte des Nadelsensors
R_1	Verlustwiderstand eines Schwingkreises
r_0	Spitzenradius
t	Zeit
T	Temperatur
T_C	Zeitkonstante des Lock-In-Verstärkers
U_a	Ausgangssignal des Nadelsensors
U_{DC}	Betrag des an der Messspitze anliegenden Gleichspannungsanteils
U_e	Eingangssignal des Nadelsensors
U_P	Betrag der Probenspannung
U_S	Betrag der Messspitzenspannung
U_{SP}	Betrag der Spannungsdifferenz zwischen Messspitze und Probe
\hat{u}_a	Amplitude des Ausgangssignals des Nadelsensors
\hat{u}_e	Amplitude des Eingangssignals des Nadelsensors
\hat{u}_P	Amplitude der Probenspannung
\hat{u}_{ref}	Amplitude des Referenzsignals
\hat{u}_S	Amplitude der Spitzenspannung
V_{Spitze}	Messspitzenvolumen
W_{el}	Energie des elektrischen Feldes
W_{mag}	Energie des Magnetfeldes
x, y, z	Koordinaten des ausgewiesenen Koordinatensystems

x_1, x_2	Ort des Nadelsensors in x-Richtung
z_0	Ruhelage der Schwingung
z_1, z_2	Ort des Nadelsensors in z-Richtung
\hat{z}	Schwingungsamplitude des Nadelsensors
\bar{z}	mittlerer Abstand der Messspitze zur Probenoberfläche
$\alpha_{\text{AL}}, \alpha_{\text{Stahl}}$	Temperaturkoeffizienten von Aluminium und Stahl
Δh	Statische Auslenkung des Hebelarms
ε	elektrische Permittivität
λ	Wellenlänge der akustischen Schwingung des Nadelsensors in Probennähe
ϕ	Phasenlage eines Oszillators bezogen auf ein Referenzsignal
ϕ_{SP}	Phasenlage zwischen der Spitzen- und Probenspannung
$\Delta\phi$	Änderung in der Phaseninformation des Ausgangssignals des Nadelsensors
$\Delta\phi_{\text{max}}$	maximale Änderung in der Phaseninformation des Ausgangssignals des Nadelsensors während einer Linienrasterung
μ_0	Permeabilität des Vakuums
ω	Kreisfrequenz
ω_0	Eigenfrequenz des ungestörten Oszillators
ω_{Parallel}	Parallel-Resonanzfrequenz eines Schwingkreises
ω_{Reihe}	Reihen-Resonanzfrequenz eines Schwingkreises
ω_t	resonante Kreisfrequenz

1 Einleitung

Das heutige Zeitalter wird geprägt durch den ständigen technologischen Fortschritt. Sei es in diversen Telekommunikationsanwendungen, sicherheitskritischen Bereichen wie zum Beispiel einer Airbag-Steuerung im Automobilbereich oder einfach nur die elektronische Armbanduhr, nahezu überall wo Elektrizität genutzt wird kann auch ein integrierter Schaltkreis (IC: integrated circuit) eingesetzt werden. Der Durchbruch dieser elektronischen Bauteile gelang durch die stetige Entwicklung neuer Technologien, was dazu führte, dass IC's immer kleiner, leistungsfähiger und darüber hinaus auch preisgünstiger wurden. Deswegen sind integrierte Schaltkreise heutzutage zu einem Massenprodukt geworden.

Es ist nicht absehbar, dass diese genannten Tendenzen ihrem Ende oder zumindest einer Sättigung entgegenstreben. Das Gegenteil ist eher der Fall. Betrachtet man für diese Beurteilung exemplarisch die Entwicklung der Komplexität mikroelektronischer Schaltungen, so besaßen IC's Anfang dieses Jahrhunderts bis zu 42 Millionen Transistoren. Lediglich vier Jahre später hatte sich diese Zahl auf nahezu 600 Millionen erhöht [Intel 2004]. Diese Erhöhung der Packungsdichte ist nur möglich, indem zeitgleich die Strukturgrößen immer weiter verringert werden. Derzeitige Prozesse arbeiten mit Strukturgrößen von aktuell 65 nm [Bohr 2005], Tendenz weiter fallend. Die neueste ITRS-Roadmap der US-Halbleiterindustrie (Silicon Industries Association, SIA) prognostiziert in naher Zukunft Strukturgrößen von 23 nm für DRAM-Bauelemente und 16 nm Gatelänge für Mikroprozessor-Technologien [ITRS 2006].

Ein negativer Nebeneffekt dieser immer weiterführenden Miniaturisierung und sich erhöhenden Komplexität sind die gestiegenen Anforderungen, die an die Entwicklung neuer Prozesse und Fertigungstechnologien gestellt werden. Vor dem Start der Massenproduktion muss der bestmöglich erreichbare Qualitätsstandard sichergestellt werden, und genau bei dieser Entwicklung neuer Prozesse beginnt das erste Einsatzgebiet der Fehleranalyse an elektronischen Bauteilen. Aber auch während der laufenden Produktion wird im Zuge der Qualitätssicherung die Fehleranalyse eingesetzt. So sind alle Halbleiterhersteller dazu übergegangen, nahezu die gesamte Produktpalette

vor der Auslieferung mehreren elektrischen Tests zu unterziehen. Das dritte und keineswegs zu unterschätzende Einsatzgebiet stellt schließlich die Kundenbetreuung dar. Kommt es doch einmal zu einem Ausfall beim Kunden, so ist dieser möglichst schnell zu analysieren, um gegebenenfalls zur Prävention weiterer Ausfälle geeignete Gegenmaßnahmen in der Produktion einzuführen.

Um eine möglichst effiziente und zielführende Fehleranalyse durchführen zu können sind viele Methoden zur Fehlerlokalisierung entwickelt worden. Einige davon haben sich dabei als Standardverfahren etabliert. Anhand des Ablaufs einer möglichen Kundenreklamation sollen diese Verfahren kurz vorgestellt werden. Einer der ersten Schritte solch einer Fehleranalyse stellt immer die Verifikation der Fehlerbeschreibung des Kunden dar. Dazu wird standardmäßig ein elektrischer Test des Schaltkreises durchgeführt. Getestet werden unter anderem die statischen Spezifikationen eines IC's, wie zum Beispiel Spannungspegel oder die Stromaufnahme, aber auch dessen Funktionalität durch geeignete Stimulation mit Testsignalen. Im Falle eines funktionalen Fehlers muss erst der Zeitpunkt des Auftretens des Fehlers bestimmt werden, um daran anschließend an diesem Punkt weitere elektrische Messungen wie bei einem statischen Fehler durchzuführen. Wie auch immer die ersten Analyseschritte aussehen, so lässt sich durch den äußeren Test aufgrund der Komplexität heutiger Schaltungen der tatsächliche Fehlerort in den seltensten Fällen direkt bestimmen [Wurster 1997]. Deswegen wird anschließend zum internen Test des IC's übergegangen. Ein dafür eingesetztes Standardverfahren stellt dabei die Emissionsmikroskopie dar [Khurana 1984, Kruseman et al. 2004].

Die Emissionsmikroskopie ist ein optisches Verfahren. Es nutzt die Tatsache aus, dass Halbleiter in bestimmten Betriebszuständen Licht aussenden, welches durch eine geeignete Optik detektiert werden kann. Bezogen auf die Fehleranalyse trifft dieses im Wesentlichen auf drei Fehlerbilder zu. Zum einen kann es zu einem Durchbruch des bei Feldeffekttransistoren vorhandenen Gate-Oxides kommen. Dadurch kommt es zu einem Leckstrom. Aufgrund der dabei vorkommenden hohen Feldstärken werden Elektronen hoher Energie generiert, welche den Halbleiter dazu veranlassen diese überschüssige Energie in Form von Licht auszusenden. Ein ähnliches Verhalten tritt dabei auch bei dem zweiten Fehlerbild auf, nämlich der Schädigung eines pn-Übergangs. Der dritte Fehlerfall besteht darin, dass das am Gate des Transistors anliegende Potential

außerhalb der Spezifikationen liegt. Dadurch arbeitet der Transistor im gesättigten Bereich und wird somit auch Photonen emittieren. Prinzipiell ist dieses kein Fehler des Transistors selbst, sondern es wird durch einen Fehler verursacht der sich an anderer Stelle des IC's befindet. Dieser Fehlerort kann nur selten mit der Emissionsmikroskopie gefunden werden, da diese Technik sich auf die Analyse von Halbleitern beschränkt. Wohl aber kann solch ein Fehler mit dem komplementären Standardverfahren gefunden werden, der OBIRCH-Analyse [Nikawa und Tozaki 1993].

Die Abkürzung OBIRCH steht für Optical Beam Induced Resistivity Change und beschreibt eine Widerstandsänderung von Leiterbahnen, welche durch die Energie eines auf sie gerichteten Laserstrahles erwärmt werden. Fließt durch diese Leiterbahn ein Strom, so kommt es bei Erwärmung zu einer Änderung der Spannungs- oder Stromaufnahme der Schaltung, welche von außen gemessen werden kann. Solange die Leiterbahnen eines IC's nicht geschädigt sind wird diese Änderung überall gleich groß sein. Nur am Fehlerort, welcher zum Beispiel einen Haarriss der Leiterbahn darstellen kann, wird sich ein anderes Signal ergeben. Wird der Laserstrahl nun über die Oberfläche gescannt und gleichzeitig die Spannungsversorgung des IC's überwacht, so kann folglich der Fehlerort lokalisiert werden.

Nun gibt es allerdings Fehlerbilder, die keine für diese beiden Analysemethoden notwendige abnormale Stromaufnahme der Schaltung zeigen oder nicht derart reagieren, dass durch obige Verfahren der Fehler lokalisiert werden könnte. Zu dieser Kategorie gehören viele funktionale Fehler, welche zum Beispiel auf einem Übersprechen zwischen zwei benachbarten Leiterbahnen beruhen können, oder dass sich verschiedene Knoten innerhalb der Schaltung permanent auf Masse- oder Versorgungsspannungspotenzial befinden. In diesen Fällen müssen die Logikpegel auf den Leiterbahnen direkt bestimmt werden. Aufgrund der Mikrominiaturisierung ist dieses nicht mehr mit Mikroprobern möglich. Vielmehr wird dazu die Elektronenstrahlanalyse eingesetzt, welche die Darstellung von Potentialen auf Leiterbahnen erlaubt [Menzel und Kubalek 1983, Menzel 1992, Despont et al 1996]. Moderne Systeme können eine untere Messbereichsgrenze, also eine minimal zu detektierende Spannung, von bis zu 10 mV bereitstellen und erreichen eine Ortsauflösung von 100 nm. Es werden allerdings schon heute Schaltungen hergestellt, welche Strukturen unterhalb dieser Auflösungsgrenze verwenden. Deswegen wird das

Auflösungsvermögen des Elektronenstrahltests in naher Zukunft nicht mehr ausreichen. Dieselbe Diskussion lässt sich für die Emissionsmikroskopie beziehungsweise das OBIRCH-Verfahren führen. Da Silizium Photonen im infraroten Bereich aussendet sowie OBIRCH-Systeme Laser mit Wellenlängen von $1,3\text{ }\mu\text{m}$ verwenden ist die Ortsauflösung dieser Systeme ebenfalls begrenzt. Diese Tatsache lässt sich auch nicht durch eine veränderte Messmethodik, wie dem Einsatz von Lock-In-Verstärkern in OBIRCH-Systemen und das Verwenden von SIR-Linsen zur Erhöhung der numerischen Apertur des Messaufbaus, überwinden [de la Bardonnie et al. 2005, Hamamatsu 2006].

Es ist also absehbar, dass die heutigen Analysemethoden bald an ihre Grenzen stoßen werden. Die Halbleiterindustrie ist deswegen bemüht, ständig neue Systeme sowie alternative Messmethoden zu entwickeln. Zu nennen wären dabei ein SQUID (engl.: Superconducting Quantum Interference Device) [Vanderlinde et. al. 2000], sowie neuerdings auch kontakt- als auch nicht-kontaktbehaftete auf der Rasterkraftmikroskopie basierende Prober [SUSS 2005]. Letztere Systeme können dabei elektrische Signale auf Leiterbahnen mit einer Ortsauflösung von bis zu 65 nm messen, während ein SQUID aufgrund seiner enorm hohen Stromempfindlichkeit als Ergänzung zu einem OBIRCH-System eingesetzt werden könnte [Crépel et al. 2004]. Den Ersatz eines OBIRCH-Systems kann aber auch ein SQUID aufgrund seiner schlechten Ortsauflösung nicht darstellen.

Es lässt sich also feststellen, dass derzeit bereits alternative Methoden zur Messung von Spannungen auf Leiterbahnen entwickelt worden sind. Im Bereich der Strommessungen existiert allerdings kein kommerzielles System, welches Ströme auf IC-internen Leiterbahnen messen könnte und dabei einen Kompromiss zwischen hoher Ortsauflösung und minimal detektierbaren Strömen bietet. Dennoch ist bezüglich der geforderten Kriterien sowohl für Spannungs- als auch für Strommessungen eine Tendenz zu rasterkraftmikroskopischen Messverfahren feststellbar, welche bereits unter Laborbedingungen ihre Einsatzfähigkeit in der Fehleranalyse gezeigt haben [Böhm et al. 1993, Behnke 2002, Weber 2002, Grützner 2005].

Ursprünglich wurden Rasterkraftmikroskope ausschließlich für Topographiemessungen verwendet. Die erzielbare Ortsauflösung erstreckt sich dabei bis in den subatomaren Bereich. Seit der Erfindung der Rasterkraftmikroskope ist deren Einsatzbereich

allerdings stetig erweitert worden. Mit deren Derivaten, der Magnetkraftmikroskopie (MKM) [Hartmann 1989] sowie der elektrischen Kraftmikroskopie (EKM) [Sarid 1991], können auch Ströme und Spannungen auf Leiterbahnen gemessen werden. Die EKM erzielt dabei Ortsauflösungen von wenigen zehn Nanometern, die untere Messgrenze, also die minimal detektierbare Spannung, kann zu besser als 10 mV angegeben werden. [O'Boyle et al. 1999, Behnke 2002]. Bei der MKM können zusätzlich noch verschiedene Sensoren zum Einsatz kommen. Für Strommessungen kann auch ein GMR-Sensor verwendet werden [Crépel et al. 2004]. Dieser bietet eine Ortsauflösung von bis zu 40 nm, seine Stromauflösung ist allerdings nicht ausreichend [Schrag et al. 2003]. Deswegen beschränken sich die Betrachtungen auf mit handelsüblichen Messsonden erzielten Ergebnisse, mit welchen schon Ströme von weniger als 2 μ A gemessen werden konnten und Ströme auf Leiterbahnen mit einer Breite von 100 nm nachgewiesen wurden [Weber 2002].

Es ist also offensichtlich, dass die Rasterkraftmikroskopie vielfältige Möglichkeiten bereitstellt, um sowohl Ströme als auch Spannungen mit hoher Ortsauflösung messen zu können. Dieses und die Tatsache, dass mit demselben System zusätzlich die Topographie einer Probe quantitativ untersucht werden kann, macht die Rasterkraftmikroskopie zu einem viel versprechenden Anwarter als Messsystem für die Fehleranalyse. Allerdings existiert derzeit kein kommerzielles System, welches sowohl Strom- als auch Spannungsmessungen kontaktlos vornehmen könnte. Der Grund dafür mag in der Tatsache liegen, dass heutige Rasterkraftmikroskope vorwiegend Sensoren verwenden, welche den Testzugriff an integrierten Schaltungen aufgrund ihrer geometrischen Abmessungen stark einschränken [Weber 2002]. Weiterhin geschieht die Messsignaldetektion üblicherweise auf optischem Wege, was selbst Störungen verursachen kann. Es ist deshalb ein Sensor empfehlenswert, welcher zum einen den uneingeschränkten Testzugriff in ein IC zulässt, und zum anderen aufgrund seiner Funktionsweise rein elektrisch funktioniert, damit die Umwandlung eines optischen in ein elektrisches Messsignal entfällt.

Ein Sensor, der diese Möglichkeiten bereithält, ist der Nadelsensor [Dransfeld et al. 1988]. Sein bisheriger Einsatz lag in der topographischen Vermessung von Proben. Somit wurde dieser Sensor bis jetzt nur ansatzweise auf seine Eignung für Strom- und Spannungsmessungen an integrierten Schaltungen untersucht

[Neinhüs et al. 2002]. Ziel dieser Arbeit ist es damit, den Nadelsensor hinsichtlich seiner Einsatzfähigkeit für die Fehleranalyse integrierter Schaltungen zu charakterisieren.

Da zu Beginn der Arbeit kein Messsystem existierte, welches den Nadelsensor für Strom- und Spannungsmessungen verwendete, musste ein für den Schaltungstest geeignetes System entwickelt werden. Um ein geeignetes Messsystem entwickeln zu können, werden in Kapitel 2 die allgemeinen Grundlagen der Rasterkraftmikroskopie aufgearbeitet. Diese Grundlagen werden in Kapitel 3 auf den Nadelsensor übertragen werden. Zusätzlich wird in diesem Kapitel die prinzipielle Vorgehensweise der Kraftdetektion mittels eines Nadelsensors erörtert werden.

Da die Untersuchung der Eignung des Nadelsensors für elektrische Messungen nur ansatzweise erfolgte, wird in Kapitel 4 ein detailliertes theoretisches Modell für Strom- und Spannungsmessungen mittels dieses Sensors entwickelt. Auf der Grundlage der bis dahin gewonnenen theoretischen Erkenntnisse wird in dem nachfolgenden Kapitel 5 die Entwicklung und Realisierung des erstellten Testaufbaus beschrieben werden.

Nach der Erstellung des rasterkraftmikroskopischen Messsystems beginnen die Untersuchungen der Eignung dieses Messaufbaus für elektrische Messungen an integrierten Schaltungen. Dabei muss der Messaufbau nicht nur hinsichtlich der erreichbaren unteren Messbereichsgrenze und Ortsauflösung für Strom- und Spannungsmessungen charakterisiert werden. Vielmehr ist zuvor seine prinzipielle Einsetzbarkeit für diese Messungen sicherzustellen. Dazu muss unter anderem seine Fähigkeit, topographische Messungen durchführen zu können, anhand mehrerer Teststrukturen untersucht werden. Diese Untersuchungen werden in Kapitel 6 geschildert.

Im Anschluss an die Charakterisierung des Messaufbaus wird die Einsatzfähigkeit des erstellten Messsystems an mehreren praktischen Beispielen und aktuellen Problemstellungen der Mikroelektronik verifiziert werden. Diese in Kapitel 7 vorgenommenen Untersuchungen werden nicht nur die Vorteile, sondern auch die Grenzen dieses Messsystems aufzeigen. Kapitel 8 spiegelt schließlich eine Zusammenfassung dieser Arbeit wieder.

2 Physikalische Grundlagen der Rasterkraftmikroskopie

Dieses Kapitel befasst sich mit den allgemeinen physikalischen Grundlagen der Rasterkraftmikroskopie. Ziel dieses Kapitels ist es, einen Einblick in die Funktionsweise eines Rasterkraftmikroskops zu geben. Dazu wird zuerst in Kapitel 2.1 auf den schematischen Aufbau eines konventionellen Rasterkraftmikroskops und die damit detektierbaren Kraftkomponenten eingegangen. Gemäß dem ursprünglichen Einsatzbereich der Rasterkraftmikroskopie werden anschließend die unterschiedlichen Arten von Topographieregelungen erörtert.

Im darauf folgenden Unterkapitel werden die verschiedenen Betriebsmodi eines Rasterkraftmikroskops, welche zusätzlich zu der rein physikalischen Vermessung einer Probe zur Anwendung kommen, erläutert. Der Schwerpunkt liegt dabei in Verfahren zur Erfassung elektromagnetischer Felder, wie es bei Strom- und Spannungsmessung an integrierten Schaltkreisen geschieht.

2.1 Das Funktionsprinzip der Rasterkraftmikroskopie

Anfang der 1980er Jahre entwickelten die beiden Physiker G. Binnig und H. Rohrer ein neuartiges Mikroskop, welches eine Probe nicht auf optischem Wege ausmaß, sondern eine atomar feine Messspitze in einem Abstand von einigen zehntel Nanometern über die Probenoberfläche führte. Das dabei auftretende Wechselwirkungsprodukt, ein abstandsabhängiger Tunnelstrom, wurde dazu verwendet, die Messspitze der Probenoberfläche in einer konstanten Höhe nachzufahren. Mit diesem so genannten Rastertunnelmikroskop (RTM) [Binnig und Rohrer 1982] war es möglich, Festkörperoberflächen mit atomarer Auflösung abzubilden.

Aufgrund der Tatsache, dass zur Topographieregelung ein Tunnelstrom fließen musste, waren Untersuchungen von Festkörperoberflächen auf leitfähige Proben beschränkt. Eine von H. Binnig realisierte Weiterentwicklung umging dieses Problem, indem als Messgröße zwischen Messspitze und Probenoberfläche nicht mehr Tunnelströme,

sondern atomare Kräfte erfasst wurden. Diese Weiterentwicklung erhielt den Namen Atomkraftmikroskop [Binnig et al. 1986]. Da hiermit aber eine Vielzahl von Kraftwechselwirkungen, auch solche nicht atomaren Ursprungs [Sarid 1991; Güntherodt et al. 1995], detektierbar sind, entstand der Begriff der Rasterkraftmikroskopie (RKM). In der heutigen Zeit werden Rasterkraftmikroskope aufgrund ihrer weit reichenden Einsatzmöglichkeiten nicht nur für Topographieabbildungen an festen oder auch in flüssigen Stoffen eingesetzt. Mit ihnen ist es auch möglich, Proben bis hinunter in den Nanometerbereich gezielt zu strukturieren sowie diese in ihren elektromagnetischen Eigenschaften zu charakterisieren als auch zu manipulieren [Myhra 2004].

Der wichtigste Bestandteil eines Rasterkraftmikroskops ist sein Sensor. Innerhalb der vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten der Rasterkraftmikroskopie hat sich ein Sensortyp durchgesetzt, welcher in der heutigen Zeit überwiegend zur Anwendung kommt. Dieser Sensortyp wird in industriellen Stückzahlen in einem Ätzprozess vorwiegend aus Silizium hergestellt. Je nach Einsatzgebiet werden dabei verschiedene Sensoren produziert, unter anderem hinsichtlich ihrer Leitfähigkeit und Materialeigenschaften. Ihr prinzipieller Aufbau bleibt hingegen immer gleich; so bestehen solche Sensoren im Wesentlichen aus einem Trägerkörper, an welchem ein mikrominiaturisierter Hebelarm befestigt ist. Am Ende dieses Hebelarmes befindet sich die eigentliche Messspitze, welche mit der zu untersuchenden Probe wechselwirkt. Abb. 2.1 zeigt solch eine Messsonde.

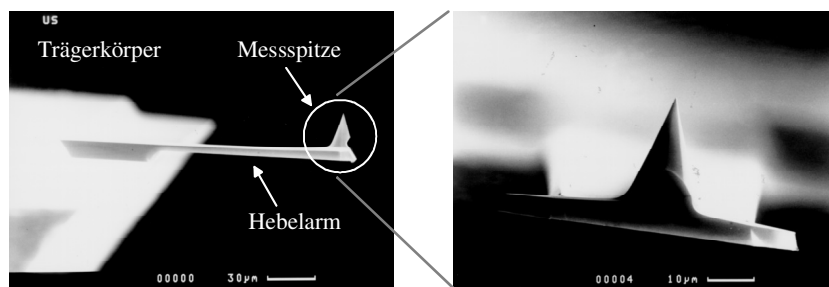


Abb. 2.1: Rasterelektronenmikroskopische Aufnahme einer Messsonde.

Wird nun diese Messsonde in unmittelbare Nähe zu der Probenoberfläche gebracht, so verursachen die Kraftwechselwirkungen F zwischen Probe und Messspitze eine Verbiegung des Hebelarmes. Die Auslenkung Δh des Hebelarmes kann dabei nach dem Hookeschen Gesetz (Gl. (2.1)) berechnet werden.

$$\Delta h = \frac{F}{k} \quad (2.1)$$

Die Federkonstante k ist von der Messsondengeometrie abhängig und beträgt üblicherweise $0,2 \text{ N/m} \leq k \leq 140 \text{ N/m}$ [Nanosensors 2005]. Die bei der Rasterkraftmikroskopie auftretenden Kräfte liegen in einem Bereich von wenigen Nanonewton, welches somit zu einer Hebelarmverbiegung von 1 pm bis zu wenigen Nanometern führt. Diese Hebelarmverbiegung kann mit verschiedenen Messmethoden detektiert werden. Ein mögliches Detektionsverfahren ist die in Abb. 2.2 dargestellte Lasertriangulation. Bei dieser Methode wird ein Laserstrahl auf die Rückseite des Hebelarms fokussiert. Der reflektierte Laserstrahl wird durch die Hebelarmverbiegung abgelenkt und trifft auf einen positionssensitiven Detektor, wodurch die Auslenkung des Hebelarmes bestimmt werden kann.

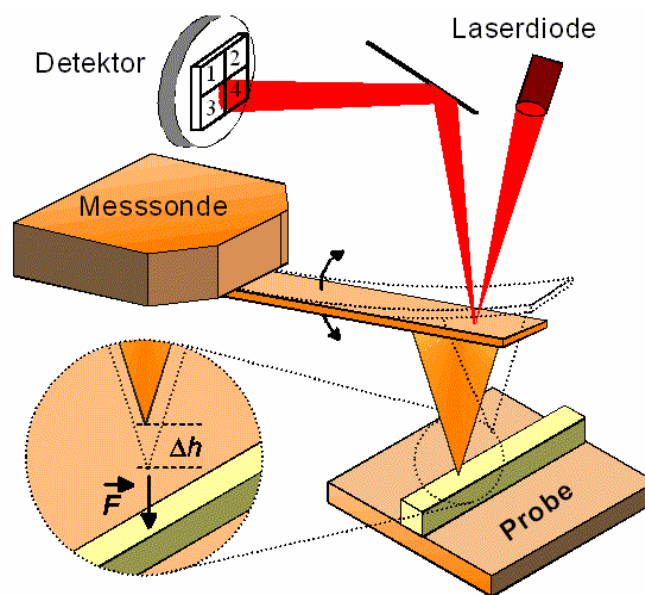


Abb. 2.2: Detektion der Hebelarmverbiegung eines RKM-Sensors mittels Lasertriangulation

Wie bereits erwähnt ist die in Abb. 2.2 eingezeichnete Kraft F nicht auf atomare Kräfte beschränkt. Vielmehr können auch andere Kräfte, wie zum Beispiel elektrische oder magnetische Kräfte auf die Messspitze wirken. Dabei unterscheiden sich diese Kräfte in der Reichweite, über welche sie noch einen messbaren Krafteinfluss auf die Messsonde ausüben können. Ein Vergleich der Reichweiten oben genannter Kräfte ist in Abb. 2.3 gegeben.

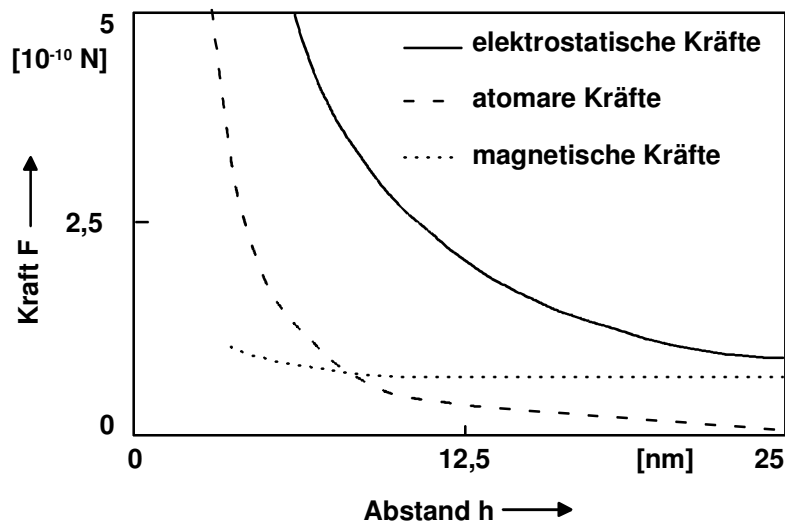


Abb. 2.3: Vergleich der Reichweiten der atomaren Kräfte, der elektrischen Kraft und der magnetischen Kraft [Sarid 1991]. Für die Berechnung der magnetischen Kraft wurde eine magnetische Feldstärke von $H = 100$ kA/m, für die elektrostatische Kraft eine Spannungsdifferenz von 1 V angenommen.

In diesem Diagramm sind die elektrischen und magnetischen Kräfte den atomaren Kräften gegenübergestellt. Diese Kräfte wirken im Wesentlichen nur über den Abstand von einigen Nanometern, weswegen sie zu den Nahfeldkräften gezählt werden. Dagegen sind die elektrischen und insbesondere die magnetischen Kräfte viel weitreichender, wodurch diese auch als Fernfeldkräfte bezeichnet werden. Durch geeignete Auswahl des Arbeitsabstandes h lassen sich also durch ein Rasterkraftmikroskop verschiedene Kräfte detektieren. Im Folgenden wird allerdings nur auf die Kräfte im Nahfeld eingegangen. Eine detaillierte Beschreibung der elektrischen und magnetischen Kräfte findet in Kapitel 4 statt.

Die Nahfeldkräfte setzen sich aus zwei Anteilen zusammen: den attraktiv wirkenden Kräften und den repulsiv wirkenden Kräften [Israelachvili 1985]. Die attraktiven Kräfte entsprechen hierbei der van der Waal'schen Kraft, welche auch noch bei Abständen von einigen Nanometern zwischen Probenoberfläche und Messspitze messbar ist. Ist der Abstand allerdings so gering, dass sich die äußeren Elektronenwellen der Messspitze und der Probenoberfläche überlappen, so entstehen repulsive Kräfte. Diese Kräfte sind über einen Bereich von wenigen zehntel Nanometern über der Probenoberfläche sehr stark und überwiegen die van-der-Waal'schen Kräfte. Die Abstandsabhängigkeit der gesamten atomaren Kräfte F_{Atom} wird dabei durch das eindimensionale Lennard-Jones-Modell [Lennard-Jones 1932] beschrieben:

$$F_{\text{Atom}} = \frac{k_{\text{repulsiv}}}{h^i} - \frac{k_{\text{attraktiv}}}{h^j} \quad ; i = 10..12, j = 6..8 \quad (2.2)$$

Hierbei sind k_{repulsiv} und $k_{\text{attraktiv}}$ materialspezifische Konstanten. Somit sind die Kraftanteile selbst auch materialabhängig. Die weiter reichenden attraktiven Kräfte können dabei experimentell gemessen werden und wurden zu $1,2 \text{ nN} < F_{\text{attr}} < 230 \text{ nN}$ bestimmt [Lennard-Jones 1932; Goodman und Garcia 1990].

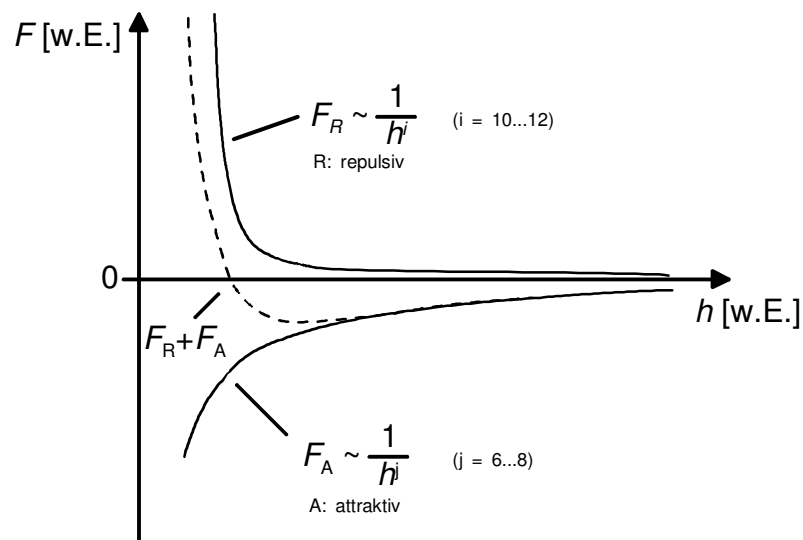


Abb. 2.4: Verlauf der attraktiven und repulsiven Kräfte [Nonnenmacher 1990].

Betrachtet man die Überlagerung der repulsiven mit den attraktiven Kräften genauer (Abb. 2.4), so zeigt sich, dass sich die beiden Kraftanteile in einem gewissen Abstand zur Probenoberfläche kompensieren. Nach Gleichung (2.2) ist der dabei entstehende Gleichgewichtszustand auch materialabhängig, liegt im Subnanometer-Bereich und bildet zugleich die Grenze zwischen den repulsiven und den attraktiven Kräften. Sowohl diese einzelnen Bereiche als auch der Gleichgewichtspunkt selbst können für eine Topographieregelung genutzt werden. Die dazugehörigen Verfahren werden nun im folgenden Abschnitt vorgestellt.

2.2 Abbildungsarten der Rasterkraftmikroskopie

Das Hauptanwendungsgebiet der Rasterkraftmikroskopie besteht zweifellos in der topographischen Vermessung von Proben. Die Ortsauflösung dieser Technik ist der der

meisten anderen Mikroskopiearten deutlich überlegen. So wurden bereits Auflösungen bis in den subatomaren Bereich demonstriert [Lantz et al. 2000].

Ein weiterer unschätzbare Vorteil der Rasterkraftmikroskopie ist die Möglichkeit, quantitative Topographiemessungen durchführen zu können. Für solch eine Messung wird die Messsonde der Probenoberfläche angenähert. Sobald der Bereich der Nahfeldkräfte erreicht ist werden in einem zweidimensionalen Raster Punktmessungen durchgeführt um die Stärke der Nahfeldkräfte zu messen, wodurch man auf die Höhenänderung der Probe schließen kann.

Es existieren prinzipiell zwei Möglichkeiten diese Höhenänderung einer Probe zu erfassen. Die erste Möglichkeit besteht darin die Messsonde in einem konstanten Abstand ohne aktive Topographieregelung über der Probenoberfläche zu verfahren. Da die Abstandsabhängigkeit der Nahfeldkräfte sehr ausgeprägt ist, lässt sich somit aus deren Änderung die Information über die Oberflächenstruktur der Probe gewinnen. Nachteile dieser Technik sind allerdings, dass keine quantitativen Aussagen möglich sind. Weiterhin ist diese Art der Topographieraufnahme auf sehr ebene Strukturen beschränkt, welche lediglich eine Höhenänderung von wenigen Nanometern aufweisen. Aufgrund dieser Einschränkungen soll nachfolgend ausschließlich der zweite Ansatz, Topographiemessungen mit aktiver Topographieregelung, betrachtet werden. Dabei ist es hilfreich, solchermaßen durchgeführte Topographiemessungen in drei Betriebsmodi einzuteilen. Der erste hier erläuterte Modus ist der Kontaktmodus.

2.2.1 Der Kontaktmodus

Der Kontaktmodus stellt die Grundanwendung eines Rasterkraftmikroskops dar. Für Messungen im Kontaktmodus wird die Messsonde in das Nahfeld der Probenoberfläche gebracht. Die auf die Messspitze einwirkenden Nahfeldkräfte verursachen eine Verbiegung Δh des Hebelarmes. Die Regelelektronik des Rasterkraftmikroskops versucht nun diese Hebelarmverbiegung auf einen konstanten Wert auszureguln. Unter der Annahme, dass die Probe aus einem homogenen Material besteht, wird sich während der gesamten Topographiemessung ein konstanter Abstand h zwischen Messsonde und Probe einstellen. Aus dem Regelsignal kann dabei die Höheninformation quantitativ bestimmt werden. Dieses Prinzip der Topographieregelung im Kontaktmodus ist in Abb. 2.5 dargestellt.

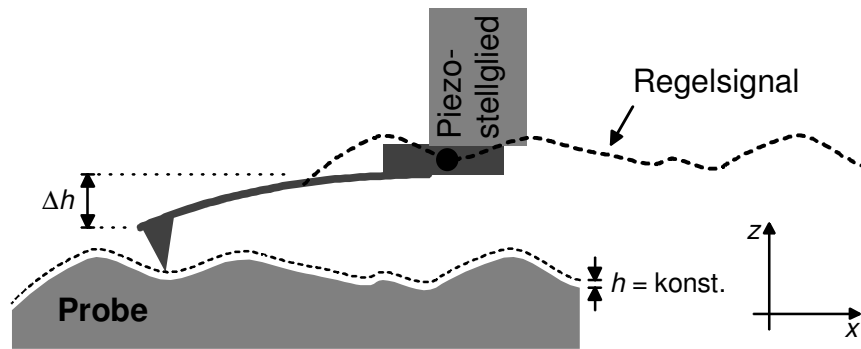


Abb. 2.5: Prinzip des Kontaktmodus mit aktiver Höhenregelung.

Es ist nun möglich, zur Topographieregelung die verschiedenen Kraftanteile der Nahfeldkräfte zu verwenden. Nutzt man ausschließlich die van-der-Waals-Kräfte, so kann der Abstand h zwischen Messspitze und Probenoberfläche einige Nanometer betragen. Aufgrund des hohen Abstandes verringert sich allerdings die Ortsauflösung. Deswegen bietet es sich an, den Gleichgewichtspunkt der Nahfeldkräfte für die aktive Topographieregelung zu verwenden. Da sich dieser im subnanometer-Abstand von der Probenoberfläche befindet verbessert sich die Ortsauflösung. Atomare Auflösung kann aber auch hier nicht erzielt werden [Ohnesorge und Binnig 1993]. Um die Messspitze in diesen Arbeitspunkt zu bewegen und auch halten zu können ist allerdings zu beachten, dass die Federkonstante der Messsonde geringer ist als der Gradient der Oberflächenkräfte aus Abb. 2.4. Ist dieses der Fall, so wird sich während der Annäherung der Messsonde an die Probenoberfläche ein Kontaktsprung vollziehen, währenddessen sich die Messsonde in die Gleichgewichtslage zwischen den attraktiven und repulsiven Kräften ausrichtet. Dieser Zusammenhang muss bei aktiver Topographieregelung im Kontaktmodus berücksichtigt werden.

Obwohl der Kontaktmodus die Grundanwendung eines jeden Rasterkraftmikroskopes darstellt werden üblicherweise andere Betriebsarten zur Darstellung der Topographie verwendet. Dies liegt nicht zuletzt daran, dass eine exakte Bestimmung des sich einstellenden Abstandes h zwischen Messspitze und Probe im Arbeitspunkt nicht möglich ist. Vielmehr ist dieser Abstand abhängig von verschiedenen Faktoren, wie zum Beispiel der Federkonstante k des Hebelarms. Aber auch äußere elektrische sowie magnetische Felder können eine Verschiebung des Arbeitspunktes und somit eine Verfälschung der Topographiemessung bewirken. Eine wesentlich umfangreichere

Beschreibung dieser Problematik ist in [Sarid 1991; Ten Brinke et al. 1994; Sokolov 1994] dargestellt.

2.2.2 Der Nicht-Kontaktmodus

Bei Messungen im Nicht-Kontaktmodus nutzt man die Tatsache, dass die Messsonde, bestehend aus Hebelarm und Messspitze, ein schwingungsfähiges System hoher mechanischer Güte darstellt. Analog zu einem Feder-Masse-System besitzen handelsübliche RKM-Messsonden mehrere Resonanzfrequenzen. Die Übertragungsfunktion einer handelsüblichen Messsonde ist in Abb. 2.6 dargestellt [Neinhüs 2003].

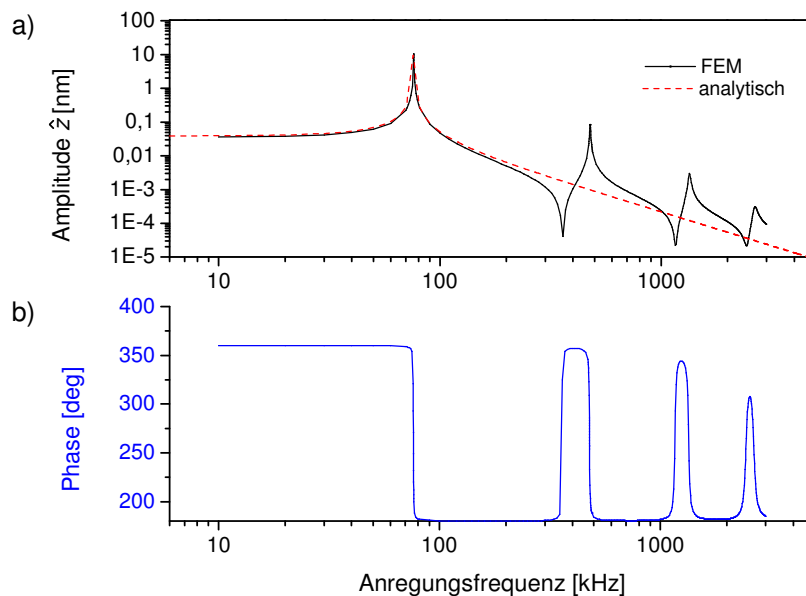


Abb. 2.6: Übertragungsfunktion einer RKM-Messsonde, aufgeteilt in Schwingungsamplitude (a) und Phasenlage (b). Die im Amplitudenbild durchgezogene Linie stellt das Ergebnis einer Finiten-Elemente-Simulation dar. Die gestrichelte Kurve zeigt das Ergebnis eines analytischen Ansatzes.

In dieser Abbildung ist die Übertragungsfunktion einer Messsonde zum einen analytisch berechnet und zum anderen mittels der Finiten-Elemente-Methode (FEM) simuliert worden. Die Simulation ergibt mehrere Resonanzfrequenzen mit dazugehörigen Phasensprüngen von $\phi = 180^\circ$, welche zum Beispiel auch bei der elektrischen Charakterisierung von Bauelementen verwendet werden. Zum Verständnis des

Nicht-Kontaktmodus reicht allerdings der analytische Ansatz zur Beschreibung der Übertragungsfunktion aus.

Soll die Topographie einer Probe im Nicht-Kontaktmodus aufgenommen werden, so wird die Messsonde bei ihrer Resonanzfrequenz ω_{res} zum Schwingen angeregt. Da die Schwingungsamplitude \hat{z} typischerweise 10 nm beträgt vergrößert sich somit der mittlere Abstand der Messsonde zur Probenoberfläche. Allerdings taucht die Messspitze im unteren Umkehrpunkt stets in das Nahfeld der Probe ein und es kommt zu einer Kraftwechselwirkung (siehe Abb. 2.7).

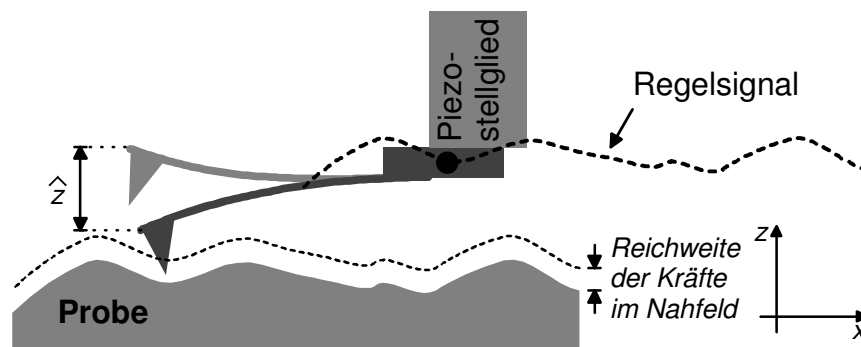


Abb. 2.7: Prinzip des Nicht-Kontaktmodus

Die auf die Messspitze einwirkenden Kraftwechselwirkungen verursachen nun eine Veränderung des Resonanzverhaltens der Messsonde. Aufgrund der auftretenden Dämpfung der Schwingung im attraktiven Kräftefeld der Probe kommt es zu einer Verringerung der Resonanzfrequenz.

Es ist nun möglich einen Regelkreis dahingehend aufzubauen, dass die Messsonde selbst das frequenzbestimmende Glied eines Schwingkreises ist. Somit kann die Frequenzverschiebung bei Annäherung an die Probenoberfläche direkt als Regelsignal genutzt werden. Ein nach diesem Prinzip arbeitender Regelkreis besitzt eine sehr direkte Sprungantwort und ist deshalb für Topographieregelung gut geeignet. Allerdings muss der Regelkreis auf jede Messsonde neu abgeglichen werden. Deswegen kommen in der Praxis Regelkreise zur Anwendung, welche die Messsonde bei einer konstanten Frequenz zum Schwingen anregen. Wirkt nun eine attraktive Kraft auf die Messspitze der Messsonde ein, so kommt es sowohl zu einer Abnahme der Schwingungsamplitude \hat{z} als auch zu einer Änderung der Phase ϕ . Aufgrund des steilen Phasenverlaufes bei Resonanzfrequenz ist diese Information deutlich sensitiver als die

Abnahme der Amplitude. Betrachtet man dieses Phasenverhalten der Messsonde analytisch, so erhält man unter der Annahme, dass die Messsonde als eindimensionales System nur in z -Richtung schwingen kann, folgenden Ausdruck [Sarid 1991]:

$$\Delta\phi = \frac{Q}{k} \cdot \frac{\partial F}{\partial z} \quad (2.3)$$

Hierbei ist die Phasenänderung $\Delta\phi$ proportional zu dem in z -Richtung wirkenden Kraftgradienten. Weiterhin wird die Stärke der Phasenänderung durch den Quotienten der Güte Q der Messsonde und deren Federkonstante k bestimmt. Dies ist auch der Grund dafür, dass der Nicht-Kontaktmodus deutlich empfindlicher als der Kontaktmodus ist, da die Empfindlichkeit des Messsystems linear mit der Güte der Messsonde steigt. Gerade bei Topographieaufnahmen durch Messung der attraktiven van-der-Waals-Kräfte lässt sich ein wesentlich verbessertes Signal- zu Rauschverhältnis erzielen. Nachteilig ist jedoch in diesem Fall, dass der Arbeitsabstand größer als im Kontaktmodus ist und somit die Ortsauflösung schlechter werden kann. Dieser Tatsache kann nur entgegengewirkt werden, indem der Arbeitsabstand wiederum verringert wird, welches bei dem so genannten dynamischen Nicht-Kontaktmodus der Fall ist.

2.2.3 Der dynamische Nicht-Kontaktmodus (Tapping-Modus)

Der dynamische Nicht-Kontaktmodus oder auch Tapping-Modus vereint die Vorteile einer hohen Empfindlichkeit, wie es bei dem Nicht-Kontaktmodus der Fall ist, mit dem geringen Arbeitsabstand des Kontaktmodus. Somit ist es mit dem dynamischen Nicht-Kontaktmodus sogar möglich, unter Umgebungsbedingungen atomare Auflösung zu erreichen.

Analog zu dem in Kapitel 2.2.2 beschriebenen Verfahren wird auch bei dem dynamischen Nicht-Kontaktmodus die Messsonde auf ihrer Resonanzfrequenz zum Schwingen angeregt. Der Unterschied besteht lediglich darin, dass der Messsonde eine größere Schwingungsenergie zugeführt wird. Dadurch ist es möglich, den Bereich der attraktiven Nahfeldkräfte zu überwinden. Zur Topographieabbildung werden also nur die kurzreichweitigen repulsiven Kräfte verwendet, weswegen sich der Arbeitsabstand in den subnanometer-Bereich verringert.

Die größere mechanische Anregung der Messsonde kann auf zwei Arten geschehen, wobei auch eine Kombination möglich ist. Zum einen kann die Messsonde durch einen externen Schwingquarz zu einer großen Schwingungsamplitude angeregt werden. Der Nachteil dieses Verfahrens ist jedoch, dass sich dadurch die Verweildauer der Messspitze im Nahfeldbereich reduziert. Die zweite Möglichkeit besteht darin, die Messsonde leicht unterhalb der Resonanzfrequenz anzuregen. Kommt es nun zu einer Kraftwechselwirkung, so verschiebt sich die Resonanzfrequenz in den Bereich der Anregungsfrequenz, so dass auf diesem Wege der Messsonde mehr Schwingungsenergie zugeführt werden kann.

Welchen Weg der Topographieregelung des Nicht-Kontaktmodus man auch wählt, so muss man bedenken, dass im Gegensatz zum Kontaktmodus die Federkonstante des Hebelarms stets größer als der lokale Kraftgradient der van-der-Waals-Kräfte sein muss. Anderenfalls kann die Messspitze nicht in den repulsiven Bereich der atomaren Kräfte eintauchen, und es ist keine stabile Regelung möglich [Burnham et al. 1990]. Da allerdings allein schon die van-der-Waals-Kräfte je nach Material über 10^{-7} N betragen können übt die Messspitze in diesem Fall eine mindestens gleich große Kraft auf die Probenoberfläche aus. Gerade im dynamischen Nicht-Kontaktmodus kann dieses den elastischen Modul der Probe überschreiten, womit es zu einer Probenschädigung kommen kann [Goodman und Garcia 1990].

2.3 Betriebsmodi eines Rasterkraftmikroskops zur Messung von Fernfeldkräften

Die in Kapitel 2.2 beschriebenen Betriebsmodi eines Rasterkraftmikroskops eignen sich hervorragend dazu, die Kräfte im Nahfeld einer Probe zu untersuchen. Sollen jedoch anstelle der van-der-Waals-Kräfte andere, wie zum Beispiel elektrische oder auch magnetische Kräfte, untersucht werden, ist dieses so nicht ohne weiteres möglich. Vielmehr geht man dazu über während einer Messung den Abstand zwischen Messspitze und Probenoberfläche zu vergrößern. Aufgrund der in Abb. 2.3 dargestellten Verläufe der einzelnen Kraftkomponenten kann somit die van-der-Waals-Kraft vernachlässigt werden. Die diesen Messmethoden zugrunde liegenden Betriebsmodi sollen im Folgenden vorgestellt werden.

2.3.1 Nicht-Kontaktmodus mit konstanter Höhe und ohne mechanische Anregung der Messsonde

Der Nicht-Kontaktmodus mit konstantem Abstand und ohne mechanische Anregung der Messsonde wird auch als statische elektrische bzw. magnetische Kraftmikroskopie bezeichnet. Er dient zur Messung der langreichweitigen elektrischen [Sarid 1991] und magnetischen [Hartmann 1994] Kräfte.

In diesem Betriebsmodus wird die Messsonde ohne Höhenregelung über die Probenoberfläche gerastert. Wie in Abb. 2.8 dargestellt muss der mittlere Abstand so groß sein, dass die Messspitze zu keiner Zeit in den Bereich der Nahfeldkräfte eintritt. Statische elektrische sowie magnetische Kräfte verursachen nun eine statische Verbiegung des Hebelarmes. Aufgrund des schlechten Signal- zu Rauschverhältnis ist die Empfindlichkeit jedoch begrenzt.

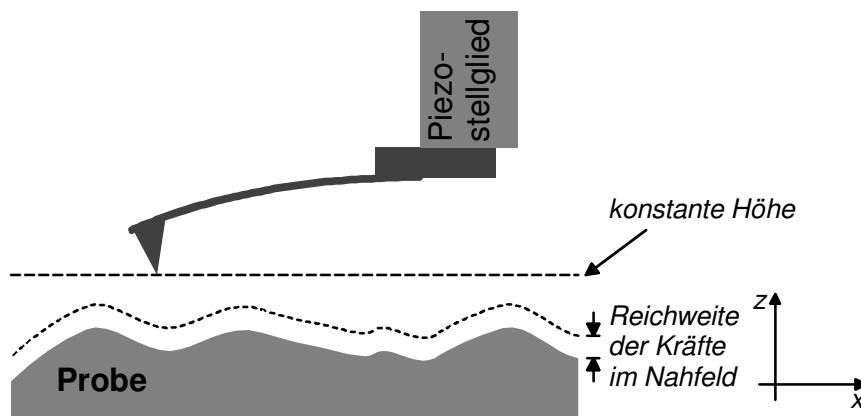


Abb. 2.8: Funktionsprinzip des Nicht-Kontakt-Modus mit konstanter Höhe und ohne mechanische Anregung der Messsonde.

Dieser Zusammenhang verhält sich anders, wenn, wie im elektrischen Schaltungstest, Wechsignale gemessen werden sollen. Die Messsonde wird nach demselben Prinzip über die Probenoberfläche gerastert, es kommt jedoch zu einer angeregten Schwingung der Messsonde aufgrund des elektrischen oder magnetischen Wechselfeldes. Dadurch hat man die Möglichkeit empfindliche Wechsignaldetektoren, wie zum Beispiel einen Lock-In-Verstärker, einzusetzen. Entspricht die Frequenz des Wechsignales der Resonanzfrequenz der Messsonde, so erhält man zusätzlich die in Kapitel 2.2.2 erwähnte Empfindlichkeitssteigerung.

2.3.2 Nicht-Kontaktmodus mit konstanter Höhe und mit mechanischer Anregung der Messsonde

Der Nicht-Kontaktmodus mit konstanter Höhe und mit mechanischer Anregung der Messsonde vereint die Möglichkeit Fernfeldkräfte zu messen mit der hohen Empfindlichkeit einer dynamischen Messmethode. Somit ist er für die Messung statischer elektrischer sowie magnetischer Kräfte gut geeignet.

Analog zur Topographieregelung im Nicht-Kontaktmodus wird die Messsonde in ihrer mechanischen Resonanzfrequenz zum Schwingen mit einer festen Amplitude \hat{z} angeregt. Allerdings findet im Folgenden keine Topographieregelung statt, sondern wie im vorherigen Kapitel erwähnt wird eine konstante Höhe über der Probenoberfläche eingestellt. Die Bedingungen zur Wahl dieses Abstandes gelten analog zum Kapitel 2.3.1. In Abb. 2.9 wird das zugrunde liegende Messprinzip wiedergegeben.

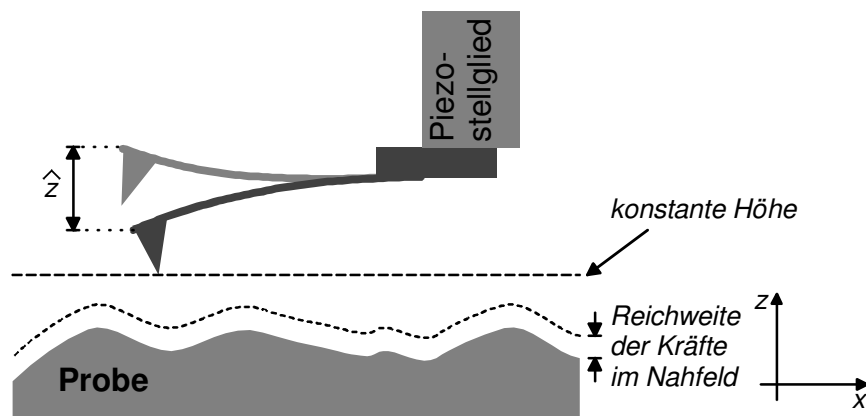


Abb. 2.9: Funktionsprinzip des Nicht-Kontaktmodus mit konstanter Höhe und mit mechanischer Anregung der Messsonde.

Der Nachteil dieser beiden Betriebsarten liegt darin, dass sich während der Rasterung nur eine mittlere konstante Höhe der Messsonde über der Probenoberfläche einstellen lässt. Messungen an Proben mit stark ausgeprägter Topographie können somit die eigentliche elektrische bzw. magnetische Messung verfälschen. Des Weiteren muss, ausgehend vom höchsten Punkt der Probe, ein höherer Abstand gewählt werden, was sowohl den Wert der minimal detektierbaren elektromagnetischen Kraft als auch die Ortsauflösung verschlechtert. Deswegen wurde der in Abb. 2.10 gezeigte ‚lift-height-Modus‘ entwickelt [DI 1998]. Dabei handelt es sich um eine Messung in zwei Durchläufen. Während des ersten Durchlaufes wird im dynamischen Nicht-Kontaktmodus die Topographie der Probe bestimmt. Diese

Topographieinformation wird gespeichert und anschließend in einem konstanten Abstand nachgefahren. Somit wird garantiert, dass selbst bei ausgeprägten Höhenunterschieden aufgrund des konstant gehaltenen Abstands die Nahfeldkräfte die Messung elektrischer bzw. magnetischer Signale nicht verfälschen können.

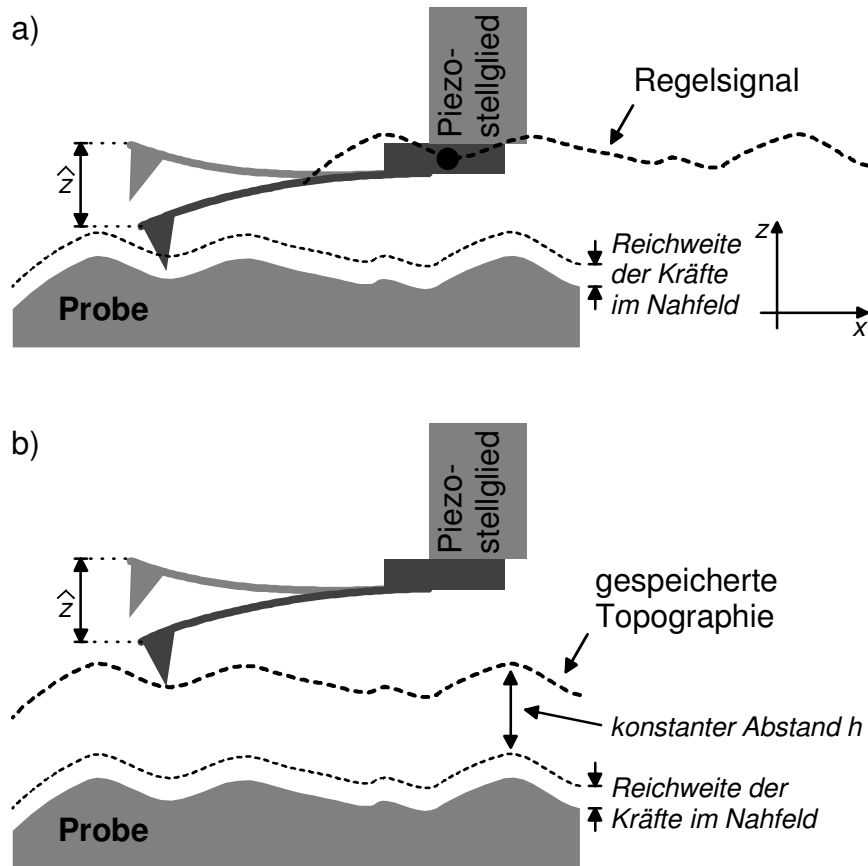


Abb. 2.10: Funktionsprinzip des 'lift-height-Modus'. Im ersten Schritt (a) wird die Topographie der Probe vermessen. Im zweiten Schritt (b) wird die gespeicherte Topographie aus Schritt eins in einer konstanten Höhe h nachgefahren.

Der lift-height-Modus ist also sehr gut für elektrische sowie magnetische Messungen an stark strukturierten Proben geeignet. Seine einzige Einschränkung besteht darin, dass die mechanische Schwingungsbildweite \hat{z} in beiden Messschritten gleich groß ist. Bei der Wahl der Schwingungsbildweite ist also ein Kompromiss zu finden zwischen einer genauen Topographiedarstellung und hoher Empfindlichkeit gegenüber den Fernfeldkräften. In wieweit die Schwingungsbildweite des Sensors einen Einfluss auf dessen Messgrenze, also den minimal zu detektierenden Strom bzw. Spannung, besitzt wird später in Kapitel 6.1 genauer untersucht werden.

In diesem Kapitel wurden die verfügbaren Arten der Rasterkraftmikroskopie erläutert. Abhängig von dem zu messenden Wechselwirkungsprodukt zwischen Messspitze und Probe besteht die Möglichkeit, den jeweils am besten geeigneten Betriebsmodus zur Detektion auszuwählen. Dabei ist immer vorher abzuschätzen, welches Verfahren für den spezifischen Anwendungsfall die beste Messgrenze bereitstellt. In wieweit diese Betriebsmodi auch unter Verwendung eines Nadelsensors einsetzbar sind, soll im Kapitel 3 näher untersucht werden.

3 Der Nadelsensor

Nachdem in dem vorangegangenen Kapitel die Grundlagen der Rasterkraftmikroskopie anhand von hebelarmbasierten Messsonden behandelt wurden, soll in diesem Kapitel der Übergang zu piezoresistiven Sensoren erfolgen. Der hauptsächliche Unterschied dieser zu hebelarmbasierten Sensoren besteht darin, dass sie rein elektrisch beschaltet werden. Eine Auswertung ihrer Schwingung, zum Beispiel mittels Lasertriangulation nach Abb. 2.2, ist somit nicht notwendig. Diese Tatsache eröffnet einige Vorteile. So entfallen in dem Messaufbau fehleranfällige Stellen wie der Laser selber, welcher Rauschen und Drift aufgrund seiner Erwärmung erzeugen kann [Dai et al. 1996]. Auch die Justage des Lasers auf dem Hebelarm bzw. Interferenzen des Laserstrahles mit der Probenoberfläche werden somit vermieden. Schließlich entfällt auch die Notwendigkeit das optische Signal über eine Vierquadrantendiode in ein elektrisches Signal zurückzuwandeln. Die rein elektrische Beschaltung eines Sensors vermeidet also nicht nur Fehlerquellen, die reine Anwendung solch eines Sensors gestaltet sich zudem auch wesentlich einfacher aufgrund der fehlenden notwendigen Justage des Messaufbaus.

Fast alle Piezoresonatoren bestehen aus den Materialien Quarz, Bariumtitanat oder Turmalin. Ihre Funktionsweise beruht auf dem reziproken piezoelektrischen Effekt, das heißt das Anlegen eines elektrischen Feldes E verursacht im Werkstoff eine Deformation. Umgekehrt führt eine Krafteinwirkung zu einer Ladungstrennung im Material. Ändert sich diese Krafteinwirkung so kommt es zu einem messbaren Stromfluss. Das ist auch der Grund dafür, dass mit Piezoresonatoren nur Kraftgradienten messbar sind. Weiterführende Ausführungen zu Piezoresonatoren findet man zum Beispiel unter [Hering et al. 1997].

In der Rasterkraftmikroskopie werden Piezoresonatoren bereits seit Anfang der 90er Jahre eingesetzt. Dabei haben sich zwei unterschiedliche Sensortypen herauskristallisiert: die Quarzstimmgabel (engl.: tuning fork, TF) und der Nadelsensor (NS). Beide haben ihre jeweiligen Vorteile und Einsatzgebiete. So wurde gezeigt, dass mit höherer Frequenz sowie größerer Federkonstante eines Sensors weniger Rauschen im Messsignal vorhanden ist [Giessibl et al. 1999]. Des Weiteren

kann die Rastergeschwindigkeit während einer Messung durch die großen Federkonstanten der Piezoresonatoren drastisch erhöht werden [Giessibl 1998]. Eine weitergehende Gegenüberstellung der beiden Sensoren soll im folgenden Abschnitt erfolgen.

3.1 Gegenüberstellung kommerziell eingesetzter Piezoresonatoren

Die Anfänge der Quarzstimmgabel sowie des Nadelsensors reichen auf eine Patentschrift aus dem Jahre 1988 zurück [Dransfeld et al. 1988], in der die Möglichkeit des Aufbaus eines akustischen Nahfeldmikroskops (engl.: Scanning Near Field Acoustic Microscopy, SNAM) mit diesen Sensoren erklärt wurde. Ein akustisches Nahfeldmikroskop nutzt den Effekt, dass die Luftsäule im Spalt zwischen dem verwendeten Sensor und der Probenoberfläche eine Schwingungsdämpfung desselbigen verursacht. Analog zu Kapitel 2.2.2 kann somit eine Topographieregelung erfolgen [Güthner et al. 1989]. Dabei dient eine Ecke des Sensors zur Erfassung der Topographie. Trotz dieses recht einfachen Verfahrens wurden gute Ergebnisse erzielt. So konnten mit der Quarzstimmgabel laterale Ortsauflösungen von 100 nm und mit dem Nadelsensor Ortsauflösungen von lateral 200 nm bzw. in vertikaler Richtung 50 nm erzielt werden [Michels et al. 1995]. Darüber hinaus gehende Verbesserungen der Ortsauflösung konnten nur erreicht werden, indem an die unterste Stelle des verwendeten Piezoresonators eine Messspitze montiert wurde. Somit stand deren Einsatz in der Rasterkraftmikroskopie nichts mehr im Wege. In Abb. 3.1 ist das Schema derartig präparierter Sensoren dargestellt.

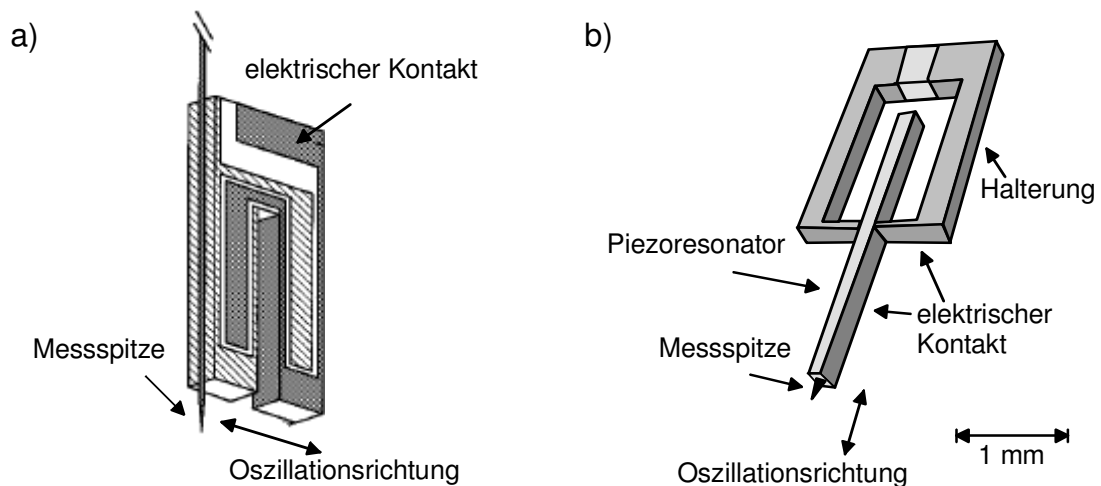


Abb. 3.1: Schematische Darstellungen einer Quarzstimmgabel (a) [Karrai und Grober 1995] und des Nadelsensors (b).

Nachfolgend soll zuerst die Quarzstimmgabel behandelt werden. Bei diesem Sensortyp gibt es mehrere Möglichkeiten eine Messspitze an das untere Ende zu montieren. In Abb. 3.1a ist die Messspitze quer zur Oszillationsrichtung montiert, weswegen dieser Sensortyp auch als Scherkraftsensor bezeichnet wird. In dieser Ausführung wird die Quarzstimmgabel überwiegend als Abstandssensor in optischen Nahfeldmikroskopen (engl.: Nearfield Scanning Optical Microscopy, NSOM) eingesetzt, bei denen das Ende einer Glasfaser die Messspitze bildet [Karrai und Grober 1995; Ruiter et al. 1997 und Ruiter et al. 1998]. Aufgrund der niedrigen unteren Messbereichsgrenze dieses Systems von 100 pN [Schmidt et al. 2000] bzw. eines Rauschbodens von $0,62 \text{ pN/Hz}^{1/2}$ [Grober et al. 2000] ist es möglich diese Glasfaser während der Bildaufnahme der Topographie in einem Abstand von 0–30 nm nachzufahren. Da allerdings die Schwingungsamplitude der beiden gegenläufig schwingenden Gabeln des Sensors typischerweise im oberen subnanometer-Bereich liegt [Karrai und Grober 1995], ist es nicht möglich im Topographiemodus atomare Auflösung zu erhalten. Deswegen ging man dazu über, für reine Topographiemessungen die Messspitze in einem Winkel von 45° [Giessibl 1998] oder 90° zur Längsachse der Quarzstimmgabel zu montieren. Dadurch liegt die Längsachse der Messspitze in der Oszillationsrichtung und kann als punktförmig angesehen werden. Mit diesem Sensortyp wurde atomare Auflösung an einer Si(111)-(7x7)-Probe in Ultrahochvakuum (UHV) demonstriert [Giessibl 2000].

Weitergehende Untersuchungen zeigten, dass die untere Messgrenze einer Quarzstimmgabel ähnlich ist oder sogar besser sein kann als die einer hebelarmbasierten

Messsonde. In vergleichenden Experimenten wurden die Messgrenzen einer Quarzstimmgabel zu 30 pN und die einer hebelarmbasierten Messsonde zu 360 pN bestimmt [Rensen et al. 1999], wobei beide Sensoren ihren jeweiligen theoretischen Wert von 5,3 pN, respektive 1,3 pN, nicht erreichten. Aufgrund der demonstrierten niedrigen unteren Messgrenze stellte sich jedoch die Frage nach anderen Anwendungsgebieten außer der reinen Topographieabbildung einer Probenoberfläche. So zeigten [Wang et al. 2002a] erstmals die Eignung der Quarzstimmgabel für die elektrische Kraftmikroskopie, indem sie orts aufgelöst die Ladungsträgerdichten an einem Feldeffekttransistor abbildeten. Ebenso ist es möglich Oberflächenladungen von Ferroelektrika darzustellen [Seo et al. 2002] sowie mittels der kapazitiven Rasterkraftmikroskopie (engl.: Scanning Capacitance Microscopy, SCM) Halbleiterbauelemente zu charakterisieren [Naitou und Ookubo 2004]. Ferner wurde das Einsatzgebiet der Quarzstimmgabel auf die Magnetkraftmikroskopie erweitert [Todorovic und Schultz 1998]. Im direkten Vergleich zu hebelarmbasierten Messsonden konnten in diesem Anwendungsgebiet allerdings keine ausreichenden Ergebnisse erzielt werden [Edwards et al. 1997].

Im Gegensatz zu der Quarzstimmgabel erlangte der Nadelsensor langsamer größere Aufmerksamkeit. Dies liegt wahrscheinlich darin begründet, dass er aufgrund seiner Geometrie für die Topographieregelung in einem optischen Nahfeldmikroskop ungeeigneter ist. Auch erfordert der Umstand, dass der Nadelsensor eine sehr hohe Federkonstante von typischerweise $k \approx 10^5$ N/m besitzt eine extrem genaue Topographieregelung, da es bei einem Kontakt mit der Oberfläche einer zu untersuchenden Probe unweigerlich zu einer Probenschädigung kommt. Die Realisierung solch einer Topographieregelung wird aber durch seine hohe Resonanzfrequenz von 1 MHz erschwert, welche große Anforderungen an die messtechnische Realisierung des Regelkreises stellt.

Werden diese Bedingungen berücksichtigt, so besitzt der Nadelsensor allerdings durch seinen geometrischen Aufbau anderweitige Vorteile. Betrachtet man Abb. 3.1b so fällt auf, dass der Nadelsensor im Wesentlichen aus einem longitudinal schwingenden Quarzstab besteht, welcher in seinem Schwingungsknoten verlustarm gehalten wird. Aufgrund seines stark ausgeprägten Aspektverhältnisses sind Dickenschwingungen des Piezokristalls vernachlässigbar. Wird nun eine Messsonde an dem unteren Ende des

Nadelsensors befestigt, so ist deren Schwingungsrichtung ebenfalls exakt orthogonal zu der Probenoberfläche. Verglichen mit hebelarmbasierten Sensoren, welche häufig einen Tastspitzenwinkel von bis zu 50° zur Probenoberfläche einnehmen, ist der Nadelsensor daher sehr gut zur Abbildung steiler Kanten an tiefen Strukturen geeignet [Bartzke et al 1993; Bartzke 1995]. Des Weiteren können bei hebelarmbasierten Messsonden Querkräfte auftreten, welche zu einer Probenschädigung führen können. Durch die Eigenschaft des Nadelsensors, dass dieser auch auf Querkräfte sensitiv ist, kann dieser Umstand vermieden werden [Bartzke 1995; Grunewald et al. 1995].

Weitergehende Untersuchungen mit Nadelsensoren beschränkten sich nicht nur auf die Abbildung tiefer mikrominiaturisierter Strukturen. Durch die hohe Federkonstante des Schwingquarzes konnten atomare Monolagen unter Umgebungsbedingungen aufgelöst werden, wobei die untere Messgrenze auf einwirkende Kräfte zu besser als 17 pN abgeschätzt wurde [Nishi et al. 2000, Nishi et al. 2001]. Schließlich erbrachten [Wang et al. 2002b] den Beweis, dass mit diesem Sensortyp in Ultrahochvakuum atomare Auflösung erreichbar ist. Auch wurde die praktische Einsetzbarkeit des Nadelsensors vorwiegend an nanoskaligen und selbstorganisierenden Strukturen gezeigt [Clauss et al. 1999; Guo et al. 2002].

Die dargestellten Eigenschaften des Nadelsensors und seine einfache elektrische Beschaltung führten dazu, dass er auch in kommerziell erhältlichen Mikroskopen eingesetzt wird. Dabei kristallisierten sich zwei Anwendungsgebiete heraus; zum einen wird der Nadelsensor in kompakten und transportablen Mikroskopen verwendet. Mit diesen ist es möglich, beliebig positionierte und orientierte sowie ortsfeste Objekte mit hoher Genauigkeit zu untersuchen [Michely et al. 2000]. Andererseits wird er auch in Mikroskopen verwendet, welche sowohl in Ultrahochvakuum als auch unter Umgebungsbedingungen arbeiten und dabei einen Temperaturbereich von mehreren hundert Kelvin Betriebstemperatur abdecken können [Radu et al. 2002].

Die hier aufgezählten Eigenschaften der in der Rasterkraftmikroskopie eingesetzten Piezoresonatoren und insbesondere des Nadelsensors machen folgendes deutlich. Zum einen besitzen Piezoresonatoren eine untere Messbereichsgrenze welche in der Größenordnung von hebelarmbasierten Messsonden liegt. Gleichzeitig umgehen diese die Nachteile, welche konventionelle Messsonden aufgrund der notwendigen

Detektionseinheit für die Hebelarmverbiegung besitzen. Dieses impliziert auch, dass durch die rein elektrische Beschaltung eine anwendungsfreundliche Bedienbarkeit gegeben ist. Deswegen werden Piezoresonatoren derzeit sowohl in der Rasterkraftmikroskopie im Allgemeinen als auch in der elektrischen- sowie magnetischen Kraftmikroskopie im Speziellen eingesetzt. Mikroskope, basierend auf Piezoresonatoren als Kraftsensor, sind auf dem Gebiet der konventionellen Kraftmikroskopie als auch für Spezialanwendungen im Ultrahochvakuum mit gleichzeitig erweitertem Temperaturbereich kommerziell erhältlich [Omicron 2005].

Vergleicht man nun die beiden in der Rasterkraftmikroskopie am häufigsten eingesetzten Piezoresonatoren miteinander, so fällt auf, dass die Kraftsensitivität des Nadelsensors nahezu doppelt so stark ausgeprägt ist wie die der Quarzstimmgabel. Gleichzeitig bietet der Nadelsensor sowohl gegenüber konventionellen Messsonden als auch der Quarzstimmgabel aufgrund seiner kleinen lateralen Abmessungen einen besseren Testzugang zu Proben, welches sich vor allem als einen den Testzugriff limitierenden Faktor erwiesen hat [Weber 2002]. Umso erstaunlicher ist es, dass die Eignung dieses Sensors für elektrische- sowie magnetische Messungen bislang nur Ansatzweise erfolgte [Neinhüs et al. 2002].

Um weitergehende Untersuchungen auf dem Gebiet der elektrischen- und magnetischen Kraftmikroskopie durchführen zu können ist es zuerst notwendig, die Theorie der Kraftdetektion mit dem Nadelsensor darzustellen. Eine Einleitung in diese Grundlagen wird im folgenden Kapitel gegeben.

3.2 Kraftmessung mit dem Nadelsensor

Der Nadelsensor besteht im Wesentlichen aus einem Piezoresonator. Aufgrund der Eigenschaften des piezoelektrischen Effektes können dabei nicht Kräfte, sondern nur deren Kraftänderungen detektiert werden. Dieses hat zur Folge, dass lediglich dynamische rasterkraftmikroskopische Verfahren zur Topographieabbildung eingesetzt werden können. Weiterhin folgt daraus, dass nur sich zeitlich verändernde elektromagnetische Kräfte detektiert werden können, es sei denn, der Nadelsensor selbst wird während der Messung zum Schwingen angeregt. Es ist also notwendig eine

Zeitbereichsbetrachtung der elektrischen Eigenschaften des Nadelsensors vorzunehmen. Diese Betrachtung wird im Folgenden durchgeführt.

Wie alle Piezoresonatoren stellt auch der Nadelsensor ein schwingungsfähiges System hoher Güte dar. Seine Übertragungsfunktion entspricht der eines L/C -Schwingkreises. Zum besseren Verständnis soll im Folgenden das Resonanzverhalten des Nadelsensors analytisch untersucht werden.

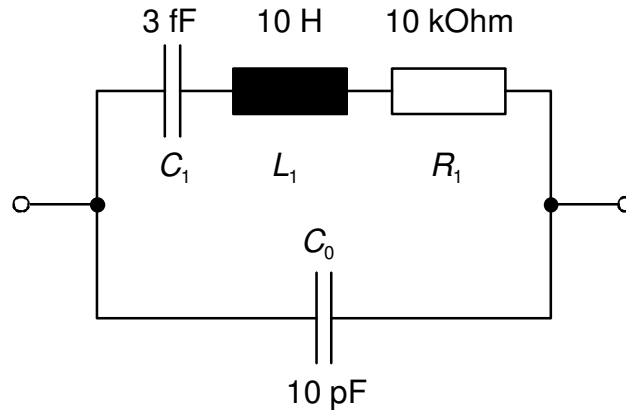


Abb. 3.2: Ersatzschaltbild eines Nadelsensors in Umgebung seiner Resonanzstellen. Die angegebenen Werte entsprechen denen eines 1 MHz Stabschwingers der Firma Micro Crystal/Schweiz.

Das Ersatzschaltbild des Nadelsensors kann durch Abb. 3.2 beschrieben werden. Dabei weist der Nadelsensor eine durch C_1 und L_1 bedingte Serienresonanz sowie eine durch C_0 , C_1 und L_1 verursachte Parallelresonanzfrequenz auf. In dem Serienschwingkreis repräsentiert die Induktivität L_1 die Masse, die Kapazität C_1 die Elastizität und der Widerstand R_1 die Dämpfung des Schwingkreises. Die Kapazität C_0 wird durch die Elektroden des Piezoelements und deren äußere Beschaltung verursacht. Aus den gegebenen Größen lassen sich die Reihen- und Parallelresonanzfrequenzen ω_{Reihe} und ω_{Parallel} sowie die Güte Q des Schwingkreises ermitteln [Neubig und Briese 1997].

$$\omega_{\text{Reihe}} = \frac{1}{\sqrt{L_1 \cdot C_1}} \quad ; \quad \omega_{\text{Parallel}} = \omega_{\text{Reihe}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C_1}{C_0}} \quad ; \quad Q = \frac{1}{R_1} \cdot \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} \quad (3.1)$$

Aufgrund der im Ersatzschaltbild angegebenen Größen ist die Reihenresonanz wesentlich stärker ausgeprägt als die Parallelresonanz. Des Weiteren ist die

Parallelresonanz im Gegensatz zu der Reihenresonanz sehr hochohmig (größer 10^6 Ohm), welches Schwierigkeiten bei der messtechnischen Auswertung durch stark verrauschte Signale mit sich bringt [Bartzke 1994]. Da zusätzlich die Parallelresonanz auch noch von der durch C_0 repräsentierten äußeren Beschaltung abhängt, beschränken sich die weiteren Ausführungen ausschließlich auf die Beschreibung der Reihenresonanz.

Analog zu einem gedämpften, harmonischen Oszillator lässt sich eine Differentialgleichung aufstellen, in der die Erregerkraft zu einer sinusförmigen Kraft der Amplitude \hat{F}_e angesetzt wird:

$$\ddot{z} + \frac{1}{Q} \cdot \omega_0 \cdot \dot{z} + \omega_0^2 \cdot (z - z_0) = \frac{\hat{F}_e}{m} \cdot \cos(\omega t) \quad (3.2)$$

Dabei beschreibt z die Amplitude sowie z_0 die Ruhelage der Schwingung, ω_0 die Eigenfrequenz des ungestörten Oszillators, ω die Anregungsfrequenz, Q die Güte und m die effektive Masse des Oszillators. Die stationäre Lösung dieser Differentialgleichung kann folgendermaßen angegeben werden:

$$z(t) = z_0 + \hat{z} \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (3.3)$$

Die darin auftretende Schwingungsamplitude \hat{z} ist bestimmt zu

$$\hat{z} = \frac{\hat{F}_e}{m} \cdot \frac{1}{\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + \frac{\omega^2 \cdot \omega_0^2}{Q^2}}} \quad (3.4)$$

und die Phase ϕ zu

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega \cdot \omega_0}{Q \cdot (\omega_0^2 - \omega^2)}\right). \quad (3.5)$$

Die Resonanzfrequenz dieses Systems ist durch

$$\omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} \quad (3.6)$$

bestimmt [Gerthsen und Meschede 2005].

Dieser Ansatz berücksichtigt allerdings keine von außen angreifenden Kräfte auf den Nadelsensor. Deswegen wird die Differentialgleichung (3.2) um eine Kraftkomponente $F(z)$ erweitert:

$$\ddot{z} + \frac{1}{Q} \cdot \omega_0 \cdot \dot{z} + \omega_0^2 \cdot (z - z_0) = \frac{1}{m} (\hat{F}_e \cdot \cos(\omega t) + F(z)) \quad (3.7)$$

Zum lösen dieser Differentialgleichung wird die zusätzliche Kraftkomponente $F(z)$ durch eine Taylorreihe approximiert, welche nach dem ersten Glied abgebrochen wird. Dazu wird vorausgesetzt, dass die Schwingungsamplitude genügend klein ist, sodass die Kraft $F(z)$ in dem Bereich der Schwingungsamplitude durch eine lineare Funktion angenähert werden kann. Nach Auflösung dieser Gleichung ergibt sich nun die veränderte Resonanzfrequenz zu [Vogelgesang 2000]:

$$\omega_r = \sqrt{\left(\omega_0^2 - \frac{\omega_0^2}{2Q^2}\right) - \frac{1}{m} \cdot \left.\frac{\partial F(z)}{\partial z}\right|_{z=z_0}}. \quad (3.8)$$

Aus Gleichung (3.8) ist erkennbar, dass positive Kraftgradienten eine Verminderung bzw. negative Kraftgradienten eine Erhöhung der Resonanzfrequenz zur Folge haben. Setzt man Gleichung (3.8) in Gleichungen (3.4) und (3.5) mit der Bedingung $\omega_r = \omega$ ein, so wird auch der Amplituden- und Phasengang des Nadelsensors durch extern einwirkende Kraftgradienten verändert. Beispielhaft für negative Kraftgradienten ist dieses Verhalten in Abb. 3.3 veranschaulicht.

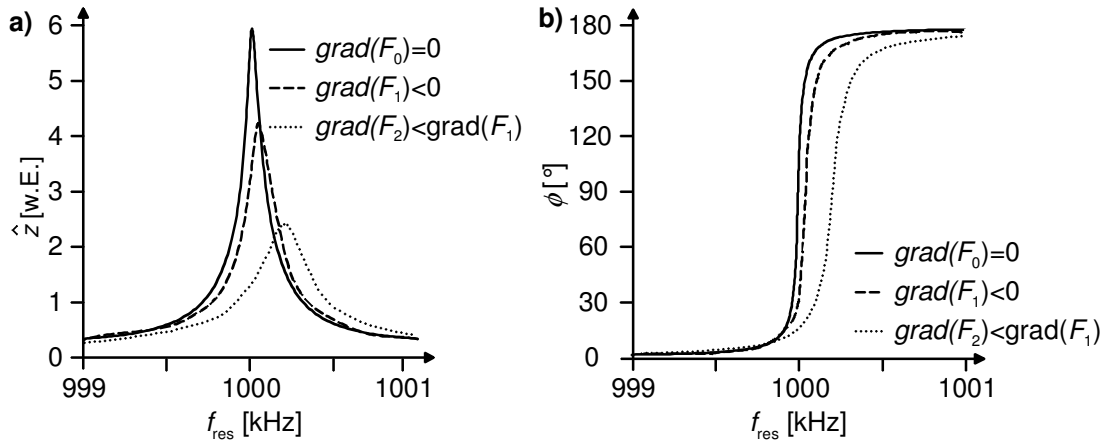


Abb. 3.3: Resonanzverhalten eines Nadelsensors, aufgeteilt nach (a) Schwingungsamplitude \hat{z} und (b) Phase ϕ . Eingezeichnet ist das Verhalten der Messsonde für verschieden große, angreifende negative Kraftgradienten [Bartzke 1994].

Wird die Anregungsfrequenz des Nadelsensors konstant gehalten, so kann bei angreifenden, negativen Kraftgradienten eine Verringerung der Schwingungsamplitude sowie der Phase abgelesen werden. Sowohl die Amplituden- (Abb. 3.3a) als auch die Phaseninformation (Abb. 3.3b) kann zur Kraftdetektion genutzt werden, allerdings ist die Phasenverschiebung aufgrund ihres steilen Verlaufes im Bereich der Resonanzfrequenz deutlich sensitiver. Dabei ist auffällig, dass die Abhängigkeit der Phase ϕ zum Kraftgradienten $grad(F(z))$ im Bereich der Resonanzfrequenz durch eine Gerade folgender Gleichung approximiert werden kann [Vogelsang 2000]:

$$\phi = \frac{2Q}{\omega}(\omega - \omega_0) + \frac{\pi}{2} \bigg|_{\omega=\omega_0}. \quad (3.9)$$

Somit ergibt sich bei Anregung des Nadelsensors bei Resonanzfrequenz eine lineare Abhängigkeit zwischen dem angreifenden Kraftgradienten $grad(F(z))$ und der Phase ϕ .

Ein ähnlicher Zusammenhang ergibt sich auch für Gleichung (3.8). Unter der Abschätzung, dass für kleine Werte $\sqrt{1-x} \approx 1-x/2$ ist, ergibt sich auch ein linearer Zusammenhang zwischen ω_r und $\text{grad}(F(z))$. Betreibt man den Nadelsensor also bei seiner Resonanzfrequenz, so ist deren Änderung auch proportional zu dem Kraftgradienten $\text{grad}(F(z))$ einer extern auf den Nadelsensor wirkenden Kraft.

Mit dieser Aussage sollen die grundlegenden Betrachtungen des Nadelsensors abgeschlossen werden. Nachfolgend wird die Eignung des Nadelsensors für elektrische sowie magnetische Messungen untersucht werden. Aufgrund nur weniger vorliegender Untersuchungen ist es zuerst notwendig, ein geeignetes, insbesondere auf die Wechselspannungs- und –Strommesstechnik hin optimiertes Modell zu entwickeln. Diese Betrachtungen werden im nachfolgenden Kapitel vorgenommen.

4 Entwicklung eines Modells zur Strom- und Spannungsmessung mit dem Nadelsensor

Strom- und Spannungsmessungen mittels der Rasterkraftmikroskopie werden aktuell zur Fehleranalyse an integrierten Schaltkreisen eingesetzt. So können mit dieser Technik nicht nur Signalpfadverläufe ermittelt, sondern im Falle von Spannungsmessungen auch zeitliche Änderungen auf Leiterbahnen mit einer Auflösungen von wenigen Pikosekunden wiedergegeben werden [Ho et al. 1996]. Derartige kontakt- oder nicht kontaktbehaftete Messsysteme sind seit neuestem kommerziell erhältlich. Kontaktbehaftete, auf der Atomkraftmikroskopie basierende Systeme haben dabei eine Ortsauflösung von 50 nm bei einer Wiederholgenauigkeit von 65 nm [Multiprobe 2005]. Ihr Kontaktwiderstand zwischen Messspitze und Probe ist mit 90 bis 300 Ohm spezifiziert. Kontaktlos arbeitende Systeme für Spannungsmessungen haben schon Messungen bis zu Frequenzen von 2 GHz gezeigt [SUSS 2005], bei den in heutigen Schaltungen vorkommenden Logikpegeln. Ihr Einsatzgebiet erstreckt sich dabei bis zu Strukturen im sub- μm -Bereich.

Die in den vorherigen Kapiteln erwähnten Systeme arbeiten fast ausschließlich mit konventionellen, hebelarmbasierten Messsonden. Erste Untersuchungen der Eignung einer Quarzstimmgabel für elektrostatische Messungen wurden bereits demonstriert (siehe Kapitel 3.1). Bezogen auf den Nadelsensor ist dieses Gebiet nur ansatzweise erforscht worden [Neinhüs et al. 2002]. Insbesondere die Messung von Wechsignalen mit dem Nadelsensor wurde noch nicht untersucht. Deswegen sollen in diesem Kapitel die Grundlagen von Strom- und Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor erörtert werden.

Ausgehend von Arbeiten, die bereits an dem Fachgebiet ‚Werkstoffe der Elektrotechnik‘ durchgeführt wurden, wird zuerst auf die Grundlagen der nadelsensorbasierten Strommessungen mittels Magnetkraftmikroskopie eingegangen. Analog dazu werden im Anschluss daran Spannungsmessungen auf Basis der elektrischen Kraftmikroskopie erläutert. Dabei soll hauptsächlich die Messung von Wechselspannungssignalen betrachtet werden.

4.1 Grundlagen der Strommessungen mit dem Nadelsensor

Die magnetische Kraftmikroskopie ist eine Weiterentwicklung der in Kapitel 2.3.1 vorgestellten Rasterkraftmikroskopie. Üblicherweise wird analog zu Abb. 2.9 eine magnetische Messspitze in einem konstanten Anstand über die Probenoberfläche gerastert. Liegt deren Abstand außerhalb der Reichweite der Nahfeldkräfte so ist es möglich, die magnetischen Informationen der Probe zu messen. Wird dieses Magnetfeld durch eine stromdurchflossene Leiterbahn verursacht, so ist die auf die Messspitze wirkende Kraft proportional zu dem fließenden Strom.

Prinzipiell ist diese Messtechnik sowohl für Gleich- als auch für Wechselströme geeignet. Allerdings sind Wechsignalmessungen durch den Einsatz geeigneter Messtechniken, wie zum Beispiel einem Lock-In-Messverstärker, wesentlich sensitiver. Dazu wird die Messsonde während der Messung nicht aktiv, sondern passiv durch die sich ständige wechselnde Kraft des Magnetfeldes bei ihrer Resonanzfrequenz zum schwingen angeregt. Für nicht zu hohe Frequenzen lässt sich dabei die Kraft im quasistationären Fall über die Energie des entstandenen magnetischen Feldes herleiten,

$$W_{mag} = \mu_0 \cdot \int_{V_{Spitze}} \vec{H} \cdot \vec{M} dV \quad (4.1)$$

wobei \vec{H} die magnetische Feldstärke und \vec{M} die Magnetisierung der Messspitze ist. Zur Berechnung der Kraft wird das Prinzip der virtuellen Verschiebung angewandt. Unter der Voraussetzung eines konstanten Stromes erhält man [Wolff 1997]:

$$\vec{F}_{mag} = grad(W_{mag}) \quad (4.2)$$

Da der Nadelsensor nur in z -Richtung schwingen kann genügt es lediglich diese Komponente der magnetischen Kraft zu berechnen. Die magnetische Kraftkomponente in z -Richtung berechnet sich demnach zu:

$$F_{z,mag} = \frac{dW_{mag}}{dz} = \mu_0 \cdot \int_{V_{Spitze}} \sum_i M_{z,i} \cdot \frac{dH_i}{dz} dV, \quad (4.3)$$

worin der Index i die kartesischen Koordinaten x , y und z repräsentiert.

Eine Unbekannte in dieser Gleichung ist die Magnetisierung der Messspitze. Da handelsübliche Messsonden lediglich eine ferromagnetische Beschichtung aufweisen und nicht aus einem Vollmaterial bestehen, kann deren resultierende Magnetisierung anschaulich nur über ein Ersatzmodell beschrieben werden. Nach diesem in Abb. 4.1 gezeigten Ersatzmodell wird die gesamte Magnetisierung der Messspitze zu einem einzelnen magnetischen Dipol mit dem in z -Richtung wirkenden Dipolmoment m_z zusammengefasst [Hartmann 1989]. Das Zentrum dieses Dipolmomentes nimmt dabei den Abstand h_0 vom Messspitzenende ein.

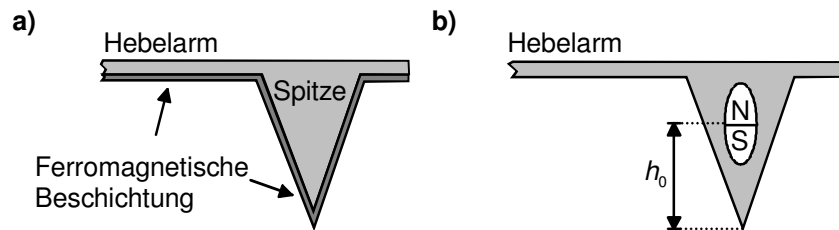


Abb. 4.1: Modellvorstellung der Magnetisierung einer beschichteten Messspitze. a) Schematische Darstellung einer realen Messsonde mit magnetischer Beschichtung und b) Modellvorstellung der Lage des magnetischen Ersatzdipols. Der magnetische Schwerpunkt dieses Dipols ist um h_0 von der Messspitze ausgehend, in den Spitzenkegel versetzt.

Da ein hebelarmbasiertes System nur in der Lage ist Kräfte zu detektieren die in Schwingungsrichtung wirken, kann mit dieser Modellvorstellung Gleichung (4.3) vereinfacht werden zu

$$F_{z,mag} = \mu_0 \cdot m_z \cdot \frac{\partial H_z}{\partial z}. \quad (4.4)$$

Über diesen Ansatz kann nun die Kraft berechnet werden, die ein stromdurchflossener Leiter auf den Nadelsensor ausübt. Dabei kann das Streufeld \vec{H} einer Leiterbahn über das Durchflutungsgesetz bestimmt werden. Berechnet wird hier das Streufeld einer Leiterbahn mit kreisförmigem Durchmesser. Aufgrund des recht hohen Abstandes des Dipolmomentes m_z zum Messspitzenende von $200 \text{ nm} < h_0 < 6 \text{ }\mu\text{m}$ [Wehner 2001; Seifert 2002], und somit auch zur Probenoberfläche, ist unter Berücksichtigung der in dieser Arbeit verwendeten Leiterbahngeometrien diese Abschätzung hinreichend genau [Weber 2002]. Setzt man nun den Ursprung des verwendeten Koordinatensystems in den Mittelpunkt einer Leiterbahn, so kann die magnetische Feldstärke dieser Leiterbahn angegeben werden zu [Wolff 1997]

$$\vec{H} = \frac{I}{2\pi \cdot (x^2 + z^2)} \cdot [z \vec{e}_x - x \vec{e}_z], \quad (4.5)$$

und für die z -Komponente der magnetischen Kraft erhält man

$$F_{z,mag} = \mu_0 \cdot m_z \cdot I \cdot \frac{x \cdot z}{\pi(x^2 + z^2)^2}. \quad (4.6)$$

Wie in den grundlegenden Betrachtungen des Nadelsensors erwähnt können mit Piezoresonatoren nur Kraftänderungen detektiert werden. Demnach ist der Gradient von Gleichung (4.6) zu bilden. Um zu bewerten welcher der beiden möglichen Richtungsableitungen nach obiger Gleichung dominiert, wird in Abb. 4.2 das Prinzip einer Strommessung mittels Nadelsensor dargestellt, wobei diese Abbildung den quasistatischen Fall des Magnetfeldes zu einem ausgewählten Zeitpunkt $t = 0 \text{ s}$ zeigt.

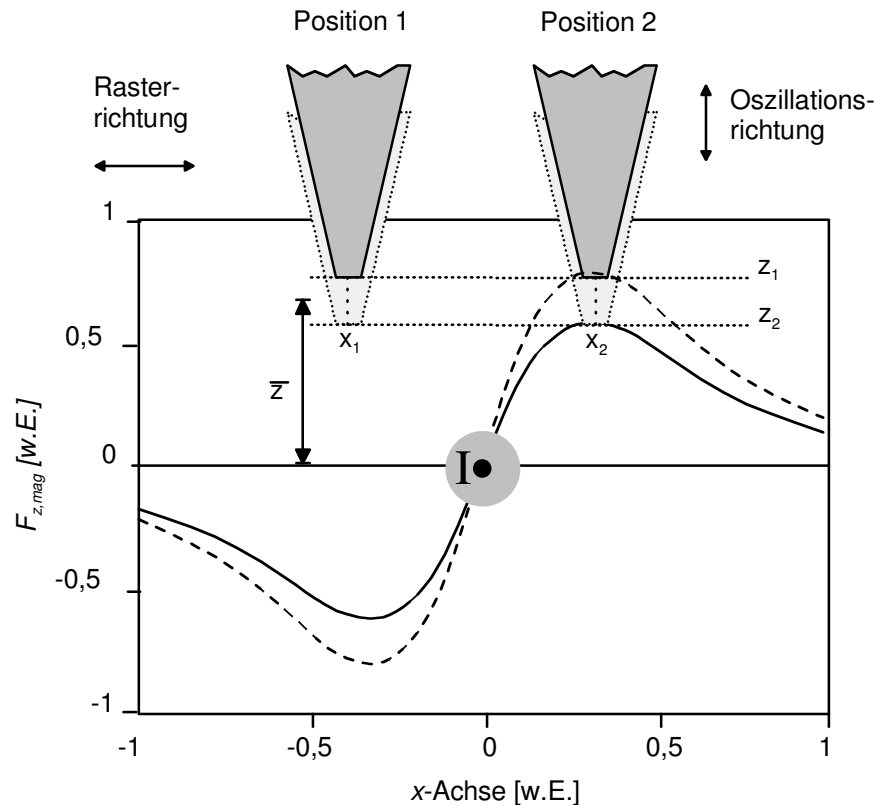


Abb. 4.2: Prinzip der Strommessung mittels Nadelsensor.

Nach Gleichung (4.6) ist die z -Komponente der magnetischen Kraft einer stromdurchflossenen Leiterbahn über dem Ort x aufgetragen. Der Nadelsensor bewegt sich in diesem Beispiel von dem Punkt x_1 zu Punkt x_2 in dem mittleren Abstand \bar{z} über die Probe und wird dabei selbst durch das magnetische Wechselfeld zum Schwingen angeregt. Die Schwingungsrichtung des Nadelsensors entspricht dabei der z -Koordinate.

Es liegen also zwei Bewegungsrichtungen vor, zum einen in x -Richtung aufgrund der Raster-Richtung während der Messung und zum anderen in z -Richtung durch die angeregte Schwingung des Nadelsensors. Aufgrund der passiven Anregung des Nadelsensors durch die z -Komponente der magnetischen Kraft ist seine Schwingungsamplitude deutlich geringer als diejenige für den Fall der aktiven Anregung, welche sich in der Größenordnung von 1 nm befindet [Bartzke 1993]. Andererseits durchläuft der Nadelsensor während einer Linienrasterung in x -Richtung den gesamten Kraftbereich der z -Komponente des magnetischen Feldes. Deswegen ist zu erwarten, dass die Richtungsableitung von $F_{z,\text{mag}}$ in x -Richtung dominiert. Um nun beurteilen zu können, in wieweit sich dieser Sachverhalt auf das sich einstellende

Messsignal auswirkt, ist Gleichung (4.6) entlang der jeweiligen Bewegungsrichtung zu differenzieren:

$$F_{z,\text{mag}}^x = \frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial x} = -\mu_0 \cdot m_z \cdot I \cdot \frac{z(3x^2 - z^2)}{\pi(x^2 + z^2)^3} \quad (4.7)$$

$$F_{z,\text{mag}}^z = \frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial z} = -\mu_0 \cdot m_z \cdot I \cdot \frac{x(3z^2 - x^2)}{\pi(x^2 + z^2)^3} \quad (4.8)$$

Die Gewichtung der einzelnen Richtungsableitungen lässt sich wie folgt festlegen:

$$\frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial \vec{n}} = \vec{n} \cdot \text{grad}(F_{z,\text{mag}}) = n_1 \cdot F_{z,\text{mag}}^x + n_2 \cdot F_{z,\text{mag}}^z \quad ; \quad \vec{n} = (n_1, n_2) \quad (4.9)$$

Diese verschiedenen Gewichtungen der beiden Richtungsableitungen der z -Komponente der magnetischen Kraft sind dabei für ausgewählte Werte für n_1 und n_2 in Abb. 4.3 dargestellt:

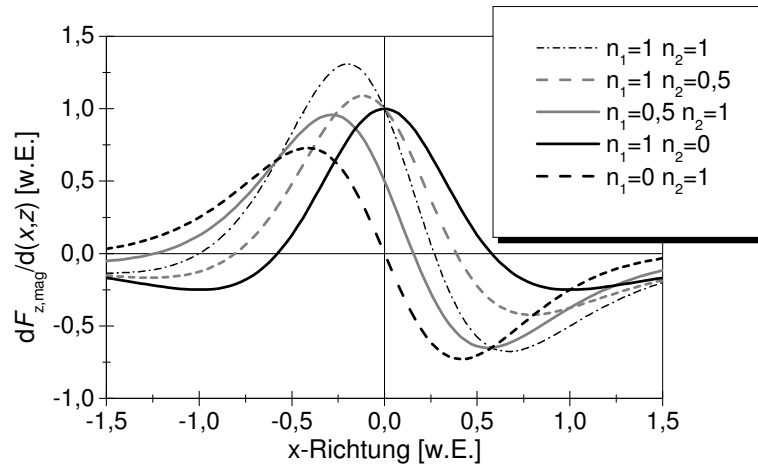


Abb. 4.3: Gradienten der magnetischen Kraft nach Gleichung (4.9) für verschiedene Gewichtungen der Richtungsableitungen. n_1 ist die Gewichtung von $dF_{z,\text{mag}}/dx$ bzw. n_2 für $dF_{z,\text{mag}}/dz$. Die als punktförmig angenommene stromdurchflossenen Leiterbahn befindet sich bei $x = 0$.

Setzt man n_1 zu null, so liegt nur die Richtungsableitung in z -Richtung vor, und man erhält eine punktsymmetrische Kurve analog zu Strommessungen mit konventionellen Hebelarmen [Weber 2002]. Je dominanter allerdings die Richtungsableitung in x -Richtung wird, desto mehr verschiebt sich das Maximum über das Zentrum des Stromdichteschwerpunktes. Für den Fall, dass n_2 zu Null gesetzt wird, also lediglich die Richtungsableitung der z -Komponente der magnetischen Kraft in x -Richtung vorliegt, erhält man eine symmetrische Kurve mit einem Maximum an der Stelle des Stromdichteschwerpunktes und je einem Minimum an jeder Seite. Wie später in Kapitel 6.3 gezeigt werden wird, ist die Ableitung von $F_{z,\text{mag}}$ in z -Richtung aufgrund der Kraftsensitivität des Nadelsensors auch auf Querkräfte sowie durch seine um mehr als zwei Größenordnungen geringeren Schwingungsamplitude, verglichen mit einem hebelarmbasierten Sensor, tatsächlich vernachlässigbar. Somit erhält man für den auf den Nadelsensor wirkenden Kraftgradienten folgende Gleichung:

$$\frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial(x,z)} \approx \frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial x} = -\mu_0 \cdot m_z \cdot I \cdot \frac{z(3x^2 - z^2)}{\pi(x^2 + z^2)^3}. \quad (4.10)$$

Es bildet sich also wie in Abb. 4.3 für $n_1 = 1$ und $n_2 = 0$ eine Kurve aus, die ihr Maximum direkt oberhalb der Leiterbahn hat und Minima zu beiden Seiten der Leiterbahn besitzt. Dieser Kurvenverlauf ist dabei stark von dem Messabstand abhängig. In einer Grenzwertabschätzung erhält man für die Höhenabhängigkeit des direkt oberhalb der Leiterbahn liegenden Maximums folgende Proportionalität:

$$\frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial x} \propto \frac{z(3x^2 - z^2)}{\pi(x^2 + z^2)^3} \xrightarrow{\lim x \rightarrow 0} \frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial x} \propto \frac{1}{z^3} \quad (4.11)$$

Hierbei ist zu beachten, dass die Variable z den tatsächlichen Abstand zwischen dem Schwerpunkt des magnetischen Dipols nach Abb. 4.1 und dem Schwerpunkt der innerhalb der Leiterbahn vorhandenen Stromdichte darstellt, da in dem analytischen Modell die Stromdichte innerhalb des Leiterquerschnitts als punktförmig angenommen

wird. Deswegen muss z sowohl um die schon vorher in diesem Kapitel beschriebene Höhe h_0 als auch um den Abstand des Zentrums der Leiterbahn zu ihrer Oberfläche korrigiert werden. Zu erwarten ist, dass durch die Höhe h_0 die tatsächliche Höhenabhängigkeit bei Strommessungen wesentlich schwächer ausgeprägt sein wird als durch Gleichung (4.11) beschrieben. Dieser Umstand soll im Folgenden untersucht werden. Aufgrund der unbekannten Schwingungsamplitude des Nadelsensors kann nicht der Gradient der auf den Sensor wirkenden magnetischen Kraft, wohl aber die wirkende magnetische Kraft selber simuliert werden. Für diese, in Abb. 4.4 dargestellte Simulation, wurde eine $2\text{ }\mu\text{m}$ breite und 600 nm hohe Leiterbahn zu Grunde gelegt, durch welche ein Strom der Stärke $I = 1\text{ mA}$ floss. Dabei gibt der Arbeitsabstand h den tatsächlichen Abstand zwischen der Messspitze und der Oberfläche der Leiterbahn an. Für die zusätzlich eingezeichnete Kurve des analytischen Ansatzes wurde ein Abstand des virtuellen magnetischen Dipols von $h_0 = 6\text{ }\mu\text{m}$ zur Messspitze angenommen. Die Leiterbahngeometrie entspricht dabei derjenigen, welche in der Simulation verwendet wurde.

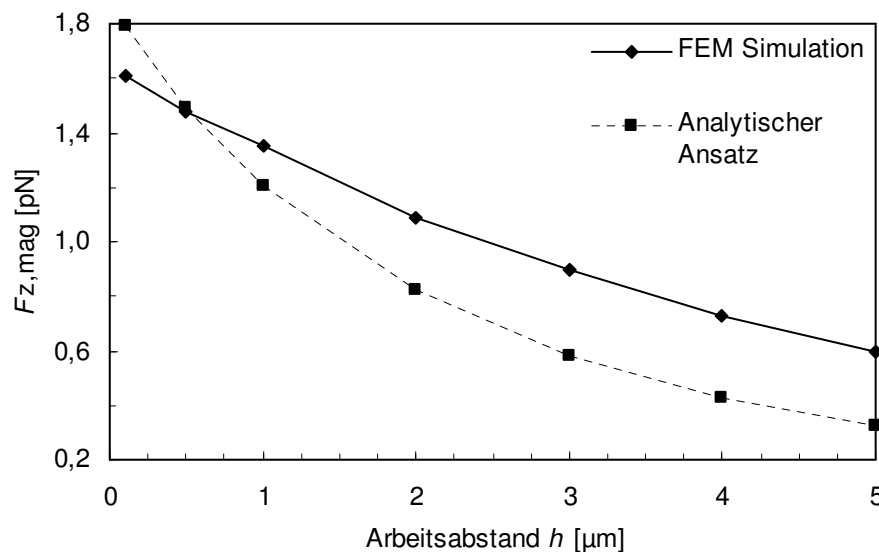


Abb. 4.4: Simulation der Reichweitenabhängigkeit der magnetischen Kraft für große Arbeitsabstände h [Neinhüs 2003]. Als Vergleich ist das Ergebnis des analytischen Ansatzes nach dem einfachen Dipolmodell eingezeichnet.

In dieser Simulation wurde für verschiedene Rasterhöhen die auf die Messspitze wirkende magnetische Kraft mittels der Finiten-Elemente-Methode quantitativ berechnet. Es fällt auf, dass selbst in einem Arbeitsabstand von 100 nm die

z-Komponente der magnetischen Kraft lediglich eine Kraft von 1,66 pN auf die Messspitze des Nadelsensors wirkt, welche somit ungefähr zehnmal kleiner ist als die Kräfte, welche bei Topographiemessungen auf den Nadelsensor einwirken [Nishi et al. 2000]. Es ist also anzunehmen, dass die durch einen Stromfluss von 1 mA_{DC} verursachten magnetischen Kräfte unterhalb des Auflösungsvermögens des Nadelsensors liegen. Dies ist der Grund dafür, dass in dieser Arbeit ausschließlich Wechsignale untersucht werden. Erst dadurch wird es ermöglicht, sensitivere Messtechniken, vor allem unter Verwendung der Lock-In-Verstärkertechnik, anzuwenden, um diese Auflösungsgrenze weiter zu verringern.

Vergleicht man weiterhin die simulierte Höhenabhängigkeit mit derjenigen, welche durch den analytischen Ansatz nach dem in diesem Kapitel beschriebenen Dipolmodell erhalten wird, so zeigt sich, dass die tatsächliche Höhenabhängigkeit von Strommessungen schwächer ausgeprägt ist als mit dem analytischen Modell berechnet. Dadurch wird es möglich Strommessungen selbst in größeren Arbeitsabständen durchzuführen. Ein Umstand, welcher den Technologien in der Halbleiterherstellung entgegenkommt, denn wie später in Kapitel 7.1 gezeigt werden wird besitzen heutige integrierte Schaltungen Passivierungsschichten, welche mehrere Mikrometer dick sein können.

Die Vergrößerung des Arbeitsabstandes bei Strommessungen ruft allerdings einen weiteren Effekt hervor, denn der eigentliche Verlauf des Messsignals wird unschärfer. Dieser Zusammenhang der Reichweitenabhängigkeit des Magnetfeldes wurde in Abb. 4.5 unter Verwendung von Gleichung (4.10) dreidimensional simuliert mit der Annahme, dass eine punktförmige, stromführende Leiterbahn bei der Koordinate $x = 0 \text{ } \mu\text{m}$ vorliegt.

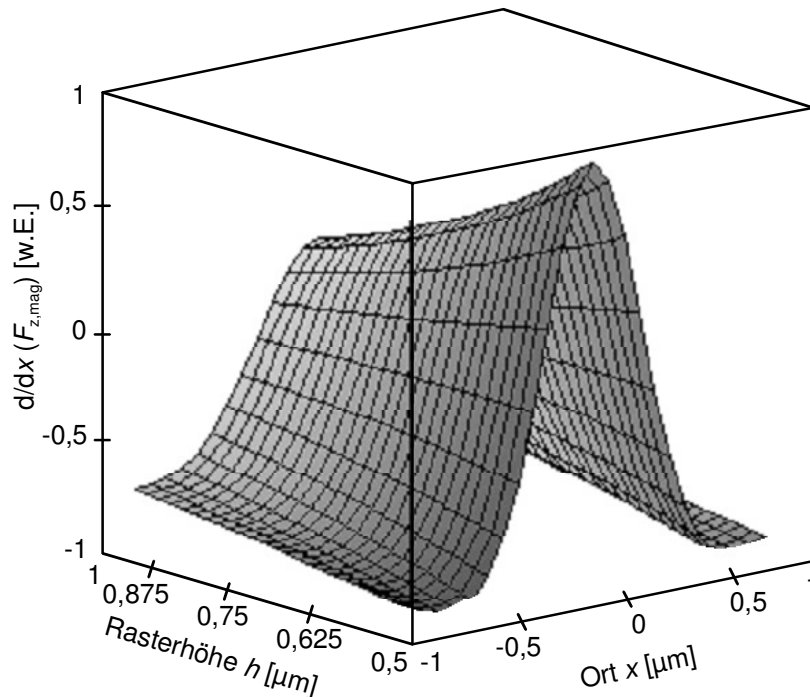


Abb. 4.5: Simulation der Gleichung (4.10) nach Ort x und Höhe z . Der Mittelpunkt der als punktförmig angenommenen Leiterbahn befindet sich bei $x = 0$.

Aus dieser Simulation erkennt man, dass sich mit steigender Höhe die Lage der beiden Minima zunehmend nach außen verschiebt. In der Praxis ist es sogar möglich, dass die laterale Ausdehnung des magnetischen Feldes den Messbereich des Mikroskops übersteigt und somit die für Strommessungen typischen Minima nicht mehr dargestellt werden können. Wie aber später in Kapitel 6 gezeigt werden wird sind diese für Strommessungen charakteristischen Minima das wesentliche Unterscheidungsmerkmal zwischen Strom- und Spannungsmessungen. Nach Möglichkeit sollte daher bei Strommessungen die Rasterhöhe h derart gewählt werden, dass diese Unterscheidung stets vorgenommen werden kann.

Aus den in diesem Kapitel geschilderten Zusammenhängen lässt sich schon jetzt abschätzen, dass aufgrund der hohen Reichweite des magnetischen Feldes und des stets hohen effektiven Arbeitsabstandes die Ortsauflösung von Strommessungen mittels magnetischer Kraftmikroskopie begrenzt ist. Gerade bei mehreren parallelen stromdurchflossenen Leiterbahnen kann sich die Zuordnung der einzelnen Ströme zu den Leiterbahnen als schwierig erweisen. Dieser Sachverhalt ist in Abb. 4.6 dargestellt.

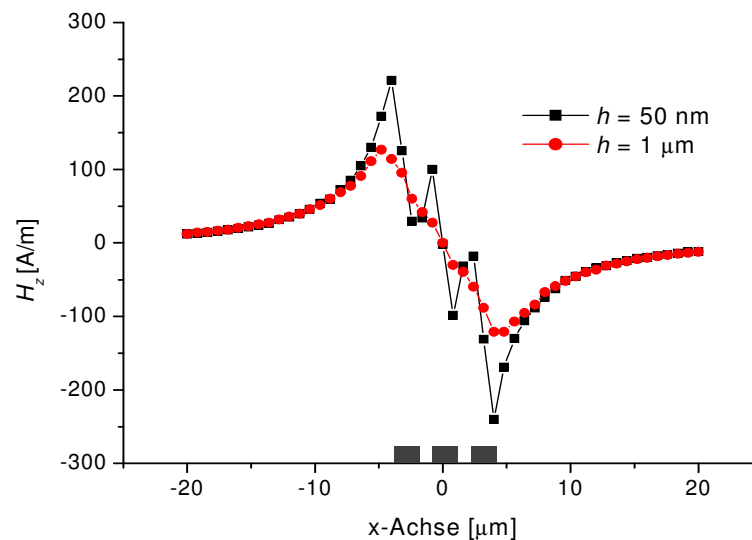


Abb. 4.6: *Finite Element Simulation des Feldverlaufes der z-Komponente des magnetischen Feldes bei Beschaltung von drei $2\text{ }\mu\text{m}$ breiten Leiterbahnen mit je einem Strom von 1 mA gleicher Phase. Dargestellt sind jeweils die Kurven bei einer Rasterhöhe von 50 nm sowie $1\text{ }\mu\text{m}$ [Neinhüs 2003].*

In dieser Darstellung ist der Feldverlauf der z-Komponente der magnetischen Feldstärke simuliert. Der abgebildete Feldverlauf kommt dadurch zustande, da sich die magnetischen Felder der einzelnen Leiterbahnen jeweils an den Rändern der betreffenden Leiterbahnstruktur addieren und sich dazwischen gegenseitig abschwächen. Auffällig hierbei ist der unterschiedliche Verlauf der z-Komponente der magnetischen Feldstärke für zwei verschiedene Rasterhöhen von $h = 50\text{ nm}$ und $h = 1\text{ }\mu\text{m}$. Während in der niedrigeren Rasterhöhe die Feldanteile einer jeden Leiterbahn noch aufgelöst werden können, so ist dieses bei einer Rasterhöhe von $1\text{ }\mu\text{m}$ nicht mehr der Fall. Aufgrund der somit zu erwartenden schlechten Ortsauflösung von Strommessungen mittels magnetischer Kraftmikroskopie wird deshalb im Rahmen dieser Arbeit auf Untersuchungen von mehreren, parallel verlaufenden und stromdurchflossenen Leiterbahnen verzichtet werden. Weitergehende Untersuchungen dieser Problemstellung sind in [Leutfeld 2002] zu finden.

4.2 Grundlagen der Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der nadelsensorbasierten elektrischen Kraftmikroskopie eingeführt. Analog zu Kapitel 4.1 kann dabei eine anschauliche

Betrachtung dieser Zusammenhänge nur über ein vereinfachtes analytisches Modell erfolgen. Werden allerdings geeignete Randbedingungen gewählt, so gibt dieses Modell die Realität hinreichend genau wieder, was auch durch Simulationen überprüft werden soll.

Im Folgenden wird davon ausgegangen, dass die zu untersuchende Probe aus einer oder mehreren Leiterbahnen besteht, an die wahlweise eine Wechselspannung definierter Amplitude und Phasenlage angelegt werden kann. Als Ersatzschaltbild der Messanordnung dient das so genannte Plattenkondensatormodell (Abb. 4.7). In diesem Modell wird davon ausgegangen, dass die Oberfläche der Leiterbahn mit dem Spitzenstumpf der Messsonde einen Plattenkondensator bildet. Die Seitenwände des Kegels der Messspitze werden dabei nicht berücksichtigt. Für den Fall, dass der Abstand z_0 der Messspitze zur Probenoberfläche geringer ist als der Durchmesser des Spitzenstumpfes, liefert dieses Modell hinreichend genaue Ergebnisse [Böhm 1995].

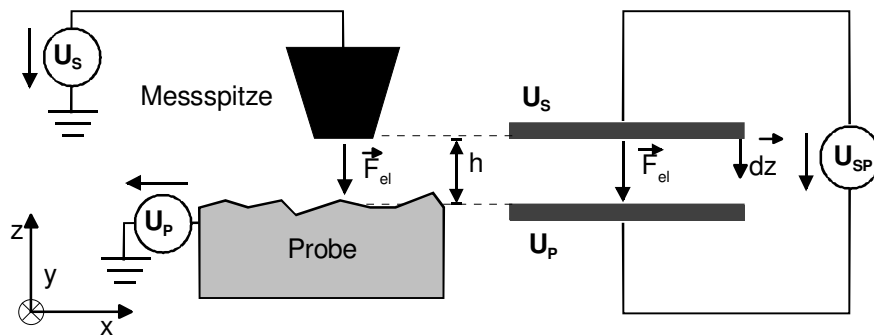


Abb. 4.7: Ersatzschaltbild der Spannungsmessungen mittels elektrischer Kraftmikroskopie. U_s und U_p bezeichnen die Spannungen an der Messspitze bzw. Probe.

Die Frequenz der auf der Leiterbahn anliegenden Wechselspannung soll wiederum so gering sein, dass zur Berechnung der auf die Messsonde wirkenden Kraft der quasistationäre Fall angenommen werden kann. Analog zu Kapitel 4.1 lässt sich die auf die Messspitze wirkende elektrische Kraft bestimmen durch:

$$\vec{F}_{el} = \text{grad}(W_{el}). \quad (4.12)$$

Unter der Annahme, dass an der in Abb. 4.7 gezeigten Anordnung eine konstante elektrische Spannung anliegt, lässt sich die elektrische Energie W_{el} berechnen zu [Czichos und Hennecke 2004]

$$W_{\text{el}} = \frac{1}{2} U_{\text{SP}}^2 C(x, y, z), \quad (4.13)$$

worin $C(x, y, z)$ die Kapazität der Anordnung in Abhängigkeit der Raumrichtungen ist. Da der Nadelsensor nur in z-Richtung schwingen kann soll nur die z-Komponente der elektrischen Kraft berücksichtigt werden. Mit $U_{\text{SP}} = U_{\text{S}} - U_{\text{P}}$ lässt sich Gleichung (4.13) berechnen zu

$$\vec{F}_{\text{el}} = \frac{1}{2} \frac{dC(x, y, z)}{dz} \cdot (U_{\text{S}} - U_{\text{P}})^2 \vec{e}_z, \quad (4.14)$$

wonach sich die elektrische Kraft aus einem geometrieabhängigen Term, beschrieben durch die Ableitung der Kapazität C und einem frequenzabhängigen Term $(U_{\text{S}} - U_{\text{P}})^2$ zusammensetzt. Da wie auch schon bei Strommessungen die Rasterhöhe bei Spannungsmessungen stets konstant gehalten wird ist die Kapazität der Anordnung aus Abb. 4.7 näherungsweise nur noch von der Raumrichtung z abhängig und kann bestimmt werden zu

$$C(z) = \frac{\epsilon A}{z}, \quad (4.15)$$

mit A als der effektiven Kondensatorfläche und z als dem Abstand der beiden Kondensatorplatten zueinander. Somit lässt sich folgender formelmäßiger Zusammenhang für die z-Komponente der elektrischen Kraft angeben:

$$\vec{F}_{z,el} = -\frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{z^2} (U_S - U_P)^2. \quad (4.16)$$

Das negative Vorzeichen in der Formel bedeutet dabei, dass stets attraktive Kräfte auf die beiden Kondensatorplatten und somit die Messspitze wirken. Bezogen auf Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor muss Gleichung (4.16) schließlich noch in z-Richtung differenziert werden. Nach Kapitel 3.2 ist diese Richtungsableitung aber proportional zu der Änderung der Phasenlage des elektrischen Ausgangssignals des Nadelsensors in Bezug zu seiner Schwingung im unbelasteten Fall, sodass nachfolgender Zusammenhang erhalten wird.

$$\frac{\partial F_{z,el}}{\partial z} = \frac{\epsilon A}{z^3} (U_S - U_P)^2 \propto \Delta\phi \quad (4.17)$$

Aufgrund der Tatsache, dass durch die Vereinfachungen des angewandten Modells nur Kräfte in z-Richtung auf die Messspitze wirken, käme es während einer Linienrasterung über einer spannungsführenden Leiterbahn zu unstetigen Stellen des Messsignals $\Delta\phi$ an den Rändern dieser Leiterbahn. In der Praxis treten diese Sprünge nicht auf, da es zu Wechselwirkung der Seiten der Messspitze mit dem elektrischen Feld der Leiterbahnen kommt. Dass das verwendete Modell dennoch eine gute Übereinstimmung mit der Realität liefert zeigt Abb. 4.8, in welcher der Verlauf der elektrischen Kraft dreier spannungsführenden Leiterbahnen auf eine reale Messsonde mittels der Finiten Elemente Methode simuliert worden ist. Da die Schwingungsamplitude des Nadelsensors während einer Spannungsmessung unbestimmt ist kann nicht die Kraftableitung berechnet werden, sondern nur die tatsächlich wirkende Kraft wird simuliert. Die für diese Simulation zugrunde gelegte Spannungsdifferenz zwischen Messsonde und Probe betrug 1 V, der Arbeitsabstand während der Linienrasterung war 50 nm und die Leiterbahnbreite belief sich ebenso wie deren Abstand zueinander auf 500 nm. Zur Verdeutlichung der auftretenden Kräfte wurde die Messsonde in ihren Spitzenstumpf, den Spitzenkörper und deren Träger zerlegt. Die Spitzegeometrie wurde an real für Spannungsmessungen verwendete Messsonden des Typs

Pointprobe EFM der Firma Nanosensors angelehnt [Nanosensors 2005]. Der Spitzenstumpf repräsentiert dabei die unteren $2\text{ }\mu\text{m}$ der insgesamt $13\text{ }\mu\text{m}$ langen Messspitze. Der Trägerkörper befindet sich also in einem Abstand von $h = 13,05\text{ }\mu\text{m}$ zur Oberfläche der Leiterbahn. Zu beachten ist dabei, dass im Gegensatz zu den im Kapitel 4.1 beschriebenen Strommessungen die z -Koordinate identisch mit der angegebenen Höhe h ist. Es kann nämlich davon ausgegangen werden, dass es aufgrund der hohen Leitfähigkeit der Leiterbahn ebenso wie der Messsonde zu einer homogenen Ladungsverteilung kommt, wodurch keine Unterscheidung zwischen der in der theoretischen Berechnung verwendeten z -Koordinate und der in der Simulation verwendeten absoluten Höhe h vorgenommen werden braucht.

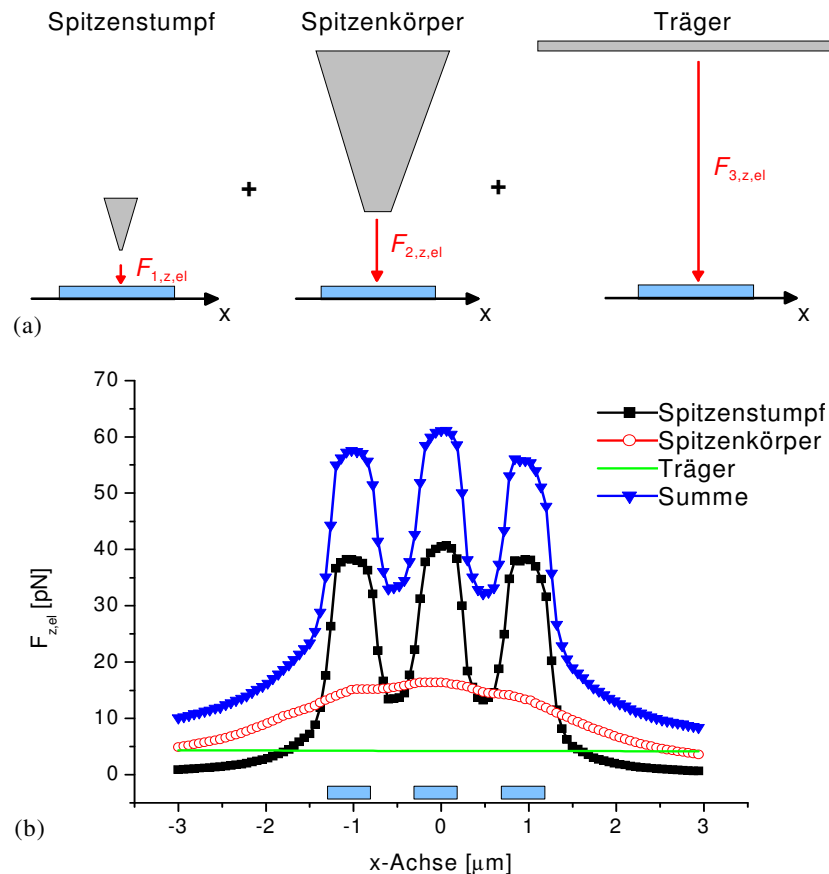


Abb. 4.8: Darstellung der während einer Spannungsmessung auf eine Messsonde wirkende Kraft. (a) Aufteilung der Messsonde in ihren Spitzenstumpf, Spitzenkörper und Träger; (b) Kraftanteile auf die jeweilige Messsondenkomponente sowie die resultierende Kraft [Neinhüs 2003].

In dieser Simulation nimmt die resultierende wirkende Kraft auf die Messsonde direkt oberhalb der jeweiligen Leiterbahn ein Maximum ein. Aufgrund der Berücksichtigung der realen Messsondengeometrie, in der auch die Seitenflächen der Messspitze mit dem elektrischen Feld wechselwirken, kommt es über der mittleren Leiterbahn zu einer leichten Überhöhung des Kraftverlaufes. Aus demselben Grund fällt die elektrische Kraft zwischen den Leiterbahnen auch nicht auf ihren Ausgangswert ab. Weiterhin ist erkennbar, dass aufgrund der ausgeprägten Reichweitenabhängigkeit der elektrischen Kraft der größte Kraftanteil auf den Spitzenstumpf der Messspitze wirkt. Dagegen steuert der Träger lediglich einen konstanten Anteil bei, welcher dazu führt, dass auch in großer Entfernung zu der Leiterbahnstruktur das Messsignal von Null verschieden bleibt.

Für dieselbe Simulation lässt sich auch die Höhenabhängigkeit der z-Komponente der elektrischen Kraft berechnen. Wie oben erwähnt liefert das verwendete Plattenkondensatormodell nur für Arbeitsabstände, welche kleiner sind als der Messspitzenradius, genaue Ergebnisse. Da die für elektrische Messungen verwendeten Messsonden einen Spitzenradius von $r_0 \approx 10$ nm aufweisen, die Arbeitsabstände aber ein vielfaches dieses Wertes betragen, ist die Reichweite der elektrischen Kraft für große Arbeitsabstände zu untersuchen. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 4.9 unter Verwendung der aus der vorherigen Simulation vorliegenden Messsondengeometrie für elektrische Messungen an der schon bekannten Struktur simuliert worden. Die Randbedingungen dieser Simulation entsprechen denen der vorherigen Untersuchung.

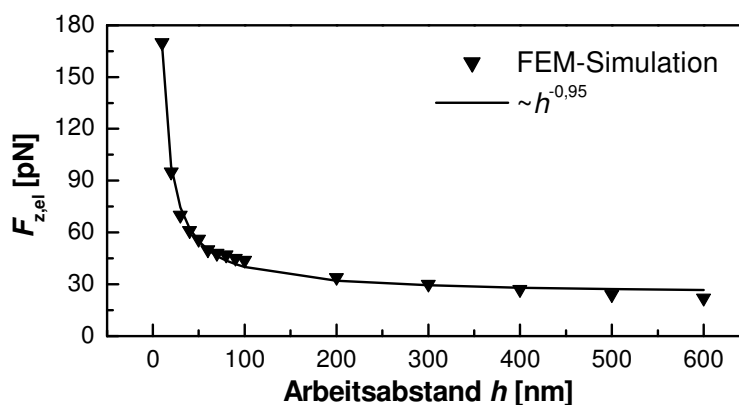


Abb. 4.9: Simulation der Reichweitenabhängigkeit der elektrischen Kraft für große Arbeitsabstände [Neinhüs 2003].

In diesem Diagramm ist der Verlauf des Ergebnisses der FEM-Simulation durch eine angepasste Funktion abgeschätzt worden. Der Betrag der elektrischen Kraft steigt zwar zu geringeren Arbeitsabständen hin an, jedoch ist die Abstandsabhängigkeit wesentlich schwächer ausgeprägt als berechnet, da der Funktionsverlauf proportional zu $h^{-0,95}$ ist. Es zeigt sich also, dass das für die analytische Berechnung verwendete Modell für große Arbeitsabstände nur ungenaue Ergebnisse liefert, da der Einfluss der Seiten der Messspitze für Spannungsmessungen nicht vernachlässigt werden kann. Übertragen auf den Nadelsensor bedeutet dieses, dass auch die Richtungsableitung der z-Komponente der elektrischen Kraft eine kleinere Abstandsabhängigkeit aufweisen wird. Wie genau diese ausgeprägt ist, wird in Kapitel 6 näher untersucht werden.

Analog zu den Ausführungen der Reichweitenabhängigkeit bei Strommessungen lassen sich auch hier aus Abb. 4.9 aufgrund der quantitativen Simulation Rückschlüsse auf die untere Messbereichsgrenze bei Spannungsmessungen ziehen. Bei einer Rasterhöhe von $h = 100 \text{ nm}$ wird durch das durch eine Spannungsdifferenz von $U_{SP} = 1 \text{ V}$ verursachte elektrische Feld zwischen Messspitze und Leiterbahn eine Kraft von 44 pN auf den Nadelsensor ausgeübt. Somit liegt diese statische Kraft schon jetzt oberhalb der in Topographiemessungen demonstrierten Kraftsensitivität. Inwieweit sich die untere Messbereichsgrenze durch Verwendung einer geeigneten Wechselspannungsmesstechnik weiter erhöhen lässt, wird ebenfalls in Kapitel 6 untersucht werden.

Nach Einführung des der Spannungsmessungen zugrunde liegenden Messprinzips soll im Weiteren der frequenzabhängige Term $(U_S - U_P)^2$ aus Gleichung (4.17) untersucht werden. Hierzu wird angenommen, dass die an die Probe angelegte Spannung U_P ein reines Wechsellsignal ist, die Messsondenspannung U_S allerdings ein durch eine Gleichspannung U_{DC} überlagertes Wechselspannungssignal darstellt. Ferner soll ein definierter Phasenbezug ϕ_{SP} zwischen diesen beiden Signalen vorliegen:

$$U_S = \hat{u}_S \cdot \cos(\omega t) + U_{DC} \quad (4.18)$$

$$U_P = \hat{u}_P \cdot \cos(\omega t + \phi_{SP}). \quad (4.19)$$

Werden Gleichung (4.18) und (4.19) in Gleichung (4.17) eingesetzt, so erhält man unter Berücksichtigung des quadratischen Zusammenhangs einen Term mit Kraftanteilen bei verschiedenen Frequenzen:

$$\begin{aligned} \frac{\partial F_{z,el}}{\partial z} = & \left| \frac{\epsilon A}{z^3} \left[U_{DC}^2 + \frac{1}{2} \hat{u}_S^2 + \frac{1}{2} \hat{u}_P^2 - \hat{u}_S \hat{u}_P \cos \phi_{SP} + \right. \right. \\ & + 2U_{DC} (\hat{u}_S \cos(\omega t) - \hat{u}_P \cos(\omega t + \phi_{SP})) + \\ & + \frac{1}{2} \hat{u}_S^2 \cos(2\omega t) + \frac{1}{2} \hat{u}_P^2 \cos(2\omega t + 2\phi_{SP}) + \\ & \left. \left. - \hat{u}_S \hat{u}_P \cos(2\omega t + \phi_{SP}) \right] \right| \propto \Delta \phi \end{aligned} \quad (4.20)$$

Die drei entstehenden Komponenten entsprechen dabei einem Gleichanteil, einem linear von der Spitzen- Probenspannung abhängigen Wechsignalanteil bei ω und einem weiteren Wechsignalanteil bei der doppelten Frequenz 2ω . Aufgrund des besseren Signal- zu Rauschverhältnis eines wechsignalbasierten Testverfahrens soll der Gleichanteil des Kraftgradienten der elektrischen Kraft unberücksichtigt bleiben. Es stellt sich nun die Frage, welcher der beiden anderen Anteile für die Spannungsdetektion eingesetzt werden soll. Dazu wird Gleichung (4.20) in ihre einzelnen Frequenzanteile zerlegt und die Abhängigkeit von $\Delta\phi$ für kleine Probenspannungen U_P simuliert. Die weiteren zugrunde liegenden Parameter waren eine Spitzenspannung von $U_S = 1 \text{ mV}$ und $U_{DC} = 10 \text{ mV}$. Der Phasenbezug der Messspitzenspannung U_S zu U_P wurde zu $\phi_{SP} = 180^\circ$ angenommen, da ansonsten für $U_S > U_P$ im Falle des linearen Terms aufgrund der Betragsbildung in Gleichung (4.20) kein linearer Zusammenhang des Messsignals über den gesamten Messbereich erhalten wird. Da aber bei realen Spannungsmessungen an integrierten Schaltungen oftmals kein eindeutiger Phasenbezug aufgrund von analogen Filterstrukturen festgelegt werden kann folgt daraus, dass die Spitzenspannung U_S stets kleiner sein muss als die Probenspannung U_P . Dieses wird bei den nachfolgenden Simulationen dadurch berücksichtigt, dass die Spitzenspannung U_S nicht größer ist als die Probenspannung U_P . Weiterhin wird dieser Punkt bei den Grundlagenuntersuchungen zu der unteren Messbereichsgrenze bei Spannungsmessungen des Messsystems in Kapitel 6.4 ebenso wie den Beispielen in Kapitel 7 Beachtung finden.

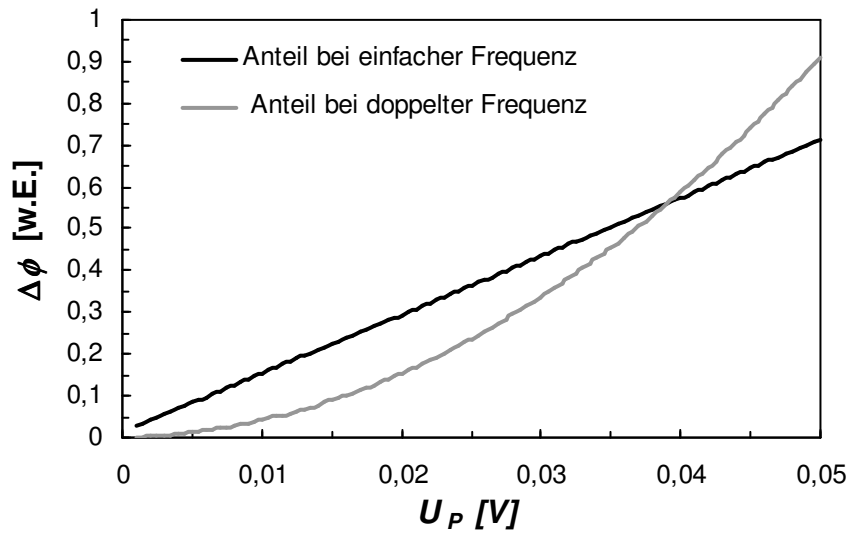


Abb. 4.10: Abhängigkeit von $\Delta\phi$ von der Probenspannung U_P , aufgeschlüsselt nach dem linearen und quadratischen Anteil aus Gleichung (4.20)

In Abb. 4.10 ist deutlich der lineare Kurvenverlauf bei dem Wechselsignalanteil der einfachen Frequenz ω zu erkennen. Des Weiteren überwiegt offensichtlich bei dem Wechselsignalanteil der doppelten Frequenz 2ω der quadratische Anteil des Kraftgradienten. Die Hauptaussage dieser Simulation besteht jedoch darin, dass für kleine Probenspannungen U_P der Frequenzanteil bei ω des Gradienten der elektrischen Kraft $dF_{z,el}/dz$ einen größeren Einfluss auf das Messsignal $\Delta\phi$ hat als der Term bei der doppelten Frequenz 2ω . Bei den gewählten Simulationsparametern überwiegt dieser Anteil erst ab einer Probenspannung von $U_P = 39$ mV. Wie später in Kapitel 6.4 gezeigt werden wird, liegt dieser Wert allerdings über zwei Größenordnungen über der minimal detektierbaren Spannung des Messsystems. Um daher möglichst kleine Spannungen messen zu können wird deswegen der lineare Anteil des Kraftgradienten der elektrischen Kraft verwendet, und aus Gleichung (4.20) kann folgende Proportionalität abgeleitet werden:

$$\Delta\phi \propto |2U_{DC}(\hat{u}_S \cos(\omega t) - \hat{u}_P \cos(\omega t + \phi_{SP}))|. \quad (4.21)$$

In dieser Gleichung befinden sich mehrere Parameter, welche die Spannungsempfindlichkeit des Messsystems beeinflussen können. Dieses sind der

Gleichspannungsanteil U_{DC} , die Amplitude der Messspitzenspannung \hat{u}_s sowie der Phasenbezug der auf einer Leiterbahn anliegenden Spannung zu der Messspitzenspannung U_s . Offensichtlich ist die Messgröße $\Delta\phi$ linear abhängig von dem Gleichspannungsanteil U_{DC} , sodass dieser möglichst hoch gewählt werden sollte. Ebenfalls muss die Amplitude \hat{u}_s auch einen möglichst hohen Wert einnehmen. Wie jedoch in Kapitel 5.1 gezeigt werden wird, ist die Spannung U_s auch gleichzeitig die Erregerspannung des Nadelsensors. Je höher diese Erregerspannung ist, desto insensitiver wird der Sensor gegen von außen einwirkende Kräfte (siehe auch Abb. 6.22). In Bezug auf \hat{u}_s ist also ein Kompromiss zu finden zwischen der aktiven Anregung des Nadelsensors und der damit erzielbaren Empfindlichkeit bei Spannungsmessungen.

Als letzter Parameter soll nun der Phasenbezug zwischen U_s und U_p untersucht werden. Der Betrag der cosinus-Funktion hat sowohl bei $\phi_{SP} = 0^\circ$ als auch bei $\phi_{SP} = 180^\circ$ ein relatives Maximum. Aufgrund der Subtraktion ($U_s - U_p$) wird sich dabei bei $\phi_{SP} = 180^\circ$ ein absolutes Maximum ausbilden. Dieser Zusammenhang ist in Abb. 4.11 wiedergegeben. Bei ansonsten gleichen Parametern wie der Simulation aus Abb. 4.10 wurde zusätzlich das Verhältnis von U_p zu U_s variiert.

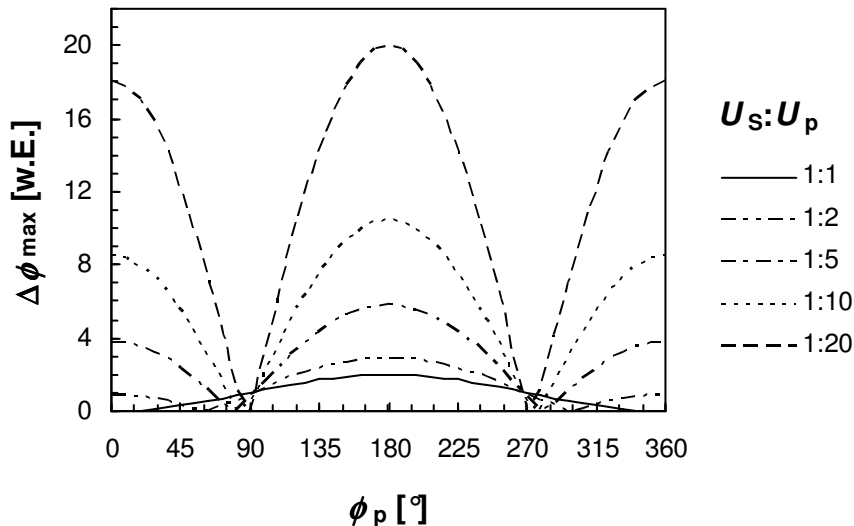


Abb. 4.11: Abhängigkeit von $\Delta\phi$ von ϕ_{SP} bei verschiedenen Verhältnissen U_s zu U_p .

Ist die Probenspannung U_P betragsmäßig nur geringfügig größer als die Spitzenspannung U_S , so bildet sich tatsächlich ein absolutes Maximum für $\phi_{SP} = 180^\circ$ aus. Für eine maximale Spannungsempfindlichkeit ist deshalb die Spitzenspannung U_S gegenphasig zu der zu messenden Spannung U_P an die Messsonde anzulegen. Für größere Verhältnisse $U_S:U_P$ relativiert sich der Unterschied der beiden in Abb. 4.11 vorhandenen Maxima zueinander, so dass die beiden Spannungen ohne nennenswerten Verlust an Empfindlichkeit auch gleichphasig sein können. Jede andere Phasenbeziehung führt dabei zu einer teils signifikanten Abnahme der Spannungsempfindlichkeit, die im Extremfall für $\phi_{SP} \approx \pm 90^\circ$ gegen Null gehen kann.

4.3 Diskussion der theoretischen Messbereichsgrenzen und Ortsauflösung von Strom- und Spannungsmessungen

In diesem Kapitel werden die Grundlagen der Betrachtung der zu erwartenden Messbereichsgrenzen sowie Ortsauflösung des Messsystems diskutiert. Im Unterschied zur Messgrenze, bis zu welchem das Messsystem bei tolerierbaren Fehlern noch eingesetzt werden kann, ist die Messbereichsgrenze als der Teil des Anzeigegebietes definiert, für den der Messfehler innerhalb vereinbarter Fehlergrenzen liegt.

Zur Diskussion beider Werte existieren mehrere Ansätze. Die theoretisch minimal detektierbaren Ströme sowie Spannungen können über die Kraftsensitivität des Sensors abgeschätzt werden. Dieser Ansatz wurde schon während der Diskussion der Höhenabhängigkeiten von Strommessungen (siehe Abb. 4.4) und Spannungsmessungen (siehe Abb. 4.9) verfolgt. Dabei wurden allerdings nur statische Signale berücksichtigt, deren Empfindlichkeitsabschätzung aufgrund der bei Wechsignalen unterschiedlichen Signalaufbereitung nur bedingt auf die Ergebnisse dieser Arbeit übertragbar sind. Deswegen soll im Folgenden ein anderer Ansatz beschrieben werden.

Die untere Messbereichsgrenze eines Messsystems kann über die Betrachtung des Signal- zu Rauschverhältnis des Messaufbaus bestimmt werden. Dabei ist festzulegen welches Signal- zu Rauschverhältnis noch als ausreichend angesehen wird um eine eindeutige Aussage über die Messergebnisse treffen zu können. Bezüglich des in dieser Arbeit realisierten Messaufbaus gilt allerdings folgendes zu beachten:

Das im nachfolgenden Kapitel 5 beschriebene Messsystem verwendet zur Auswertung der Messsignale einen Lock-In-Verstärker. Mit einem Lock-In-Verstärker lässt sich das in jedem Signal vorhandene Rauschen durch zeitliche Mittelung minimieren oder ganz unterdrücken. Diese Rauschunterdrückung ist dabei wesentlich abhängig von den gewählten Messparametern. Zusätzlich ist aufgrund dieser Signalaufbereitung das Rauschen im Ausgangssignal des Lock-In-Verstärkers und somit des Messaufbaus nicht direkt messbar. Deswegen wird in Kapitel 6 das Rauschen des Messsystems auf andere Art bestimmt werden. Für konstant gehaltene Messparameter wird aus den einzelnen Messreihen die Standardabweichung ermittelt. Diese Standardabweichung ist ein Maß für die Messungenauigkeit des Systems. Ist diese Standardabweichung größer als der Messsignalunterschied zweier benachbarter Messpunkte, so ist auch das Rauschen größer als der Messsignalunterschied bei der gewählten Schrittweite. Wird die Schrittweite in der jeweiligen Messreihe aber hinreichend klein gewählt, so kann daraus die nachfolgende Definition für die untere Messbereichsgrenze des Messsystems angegeben werden; ist die Standardabweichung eines Messwertes größer als der Unterschied der Messwerte zweier benachbarter Messpunkte zueinander, so ist die untere Messbereichsgrenze erreicht, da beide Messpunkte nicht mehr eindeutig voneinander unterscheidbar sind. Zu beachten ist dabei, dass diese Definition der unteren Messbereichsgrenze durchaus von der unteren Messgrenze des Messsystems abweichen kann, welche durch das minimal noch zu detektierende Messsignal bei tolerierbarem Fehler festgelegt wird. Da die Vorgehensweise der Ermittlung sowohl der Messgrenze als auch der Messbereichsgrenze praktischer Natur ist, wird folglich deren Bestimmung erst in Kapitel 6 während der Diskussion der Messergebnisse stattfinden.

Nach Betrachtung der Möglichkeiten zur Bestimmung der unteren Messbereichsgrenze des Messsystems soll nun eine Methode zur Bestimmung der Ortsauflösung diskutiert werden. Die Diskussion der Ortsauflösung für Strom- als auch für Spannungsmessungen kann dabei nach folgendem Ansatz erfolgen. Es wird angenommen, dass sich die elektromagnetischen Felder zweier stromdurchflossener beziehungsweise spannungsführender Leiterbahnen gemäß des Superpositionsprinzips überlagern. Das resultierende Messsignal stellt demnach eine Addition beider Signale dar. Sowohl für Strom- als auch für Spannungsmessungen erhält man Messsignale mit einem Maximum oberhalb der zu betrachtenden Leiterbahn (siehe Abb. 4.3 sowie Abb.

4.8). Die erreichbare Ortsauflösung kann also durch denjenigen Abstand zweier Leiterbahnen definiert werden, bei welchem das resultierende Messsignal gerade noch eine Unterscheidung zwischen den zu jeder Leiterbahn zugehörigen Maxima der einzelnen Messsignale erlaubt.

Analog zu der Diskussion der Messbereichsgrenze des Messsystems ist die so bestimmbare Ortsauflösung von vielen Parametern abhängig, wie zum Beispiel von der Messspitzengeometrie als auch von der Rasterhöhe. Deswegen wird die Ortsauflösung in Kapitel 6 anhand der erhaltenen Messergebnisse diskutiert werden. Zur Verdeutlichung dieser Definition soll aber die Vorgehensweise zur Bestimmung der Ortsauflösung für Strommessungen unter Simulation einer Messkurve nach Gleichung (4.10) demonstriert werden. Für Spannungsmessungen gilt ein analoger Ansatz. Zunächst soll der Abstand h_0 des magnetischen Dipols vom Messspitzenende zu seinem größten in der Literatur bestimmten Wert, nämlich $6\text{ }\mu\text{m}$, angenommen werden [Wehner 2001; Seifert 2002]. Für die in Abb. 4.12 gezeigte Simulation wurde eine Rasterhöhe von $h = 150\text{ nm}$ verwendet, die Leiterbahnen wurden als punktförmig angenommen.

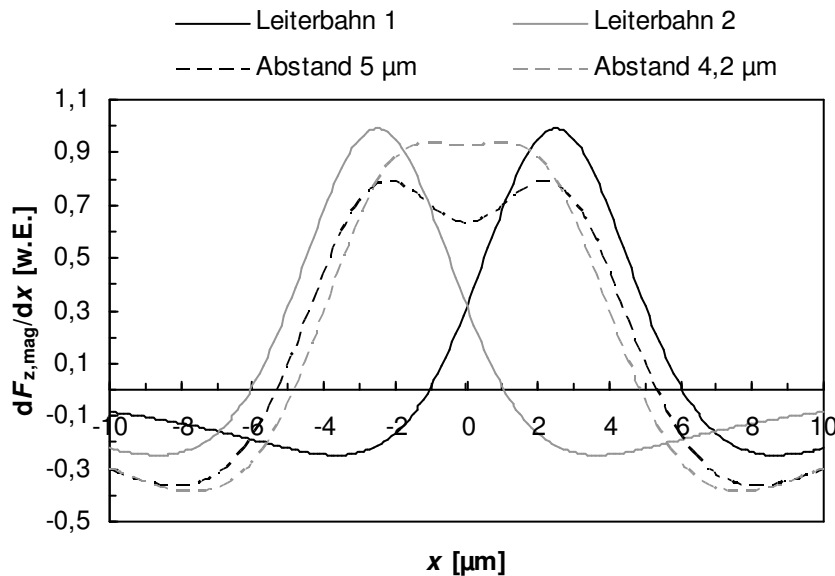


Abb. 4.12: Simulation der Verteilung des magnetischen Kraftgradienten zur Bestimmung der Ortsauflösung von Strommessungen. Dargestellt sind die einzelnen Kraftgradienten als auch deren Superposition zweier in einem Abstand von $5\ \mu\text{m}$ liegenden, punktförmigen Leiterbahnen. Zusätzlich ist die Überlagerung der Felder für einen Abstand von $4,2\ \mu\text{m}$ zwischen den beiden Leiterbahnen eingezeichnet. Der Abstand des Schwerpunkts des magnetischen Dipols zum Messspitzenende betrug $h_0 = 6\ \mu\text{m}$.

In dieser Simulation befinden sich die beiden Leiterbahnen in einem Abstand von $5\ \mu\text{m}$ zueinander. Dargestellt sind sowohl die Kraftgradienten $dF_{z,\text{mag}}/dx$ der einzelnen Leiterbahnen als auch die Superposition dieser beiden Kraftgradienten. Trotz derer Überlagerung sind die beiden zu den jeweiligen Leiterbahnen gehörigen Maxima im Kurvenverlauf deutlich erkennbar. Wird der Leiterbahnabstand allerdings weiter verringert, so verschieben sich die beiden Maxima auch zueinander. Wie oben diskutiert wurde soll die Ortsauflösung dadurch definiert sein, dass die beiden Maxima gerade noch unterscheidbar sind. Für den in Abb. 4.12 zusätzlich eingezeichneten Fall eines Leiterbahnabstandes von $4,2\ \mu\text{m}$ trifft dieses zu. Unter Verwendung der genannten Simulationsparameter lässt sich also festhalten, dass bei einer Rasterhöhe von $h = 150\ \text{nm}$ und einem Abstand des Schwerpunkts des magnetischen Dipols zum Messspitzenende von $h_0 = 6\ \mu\text{m}$ die theoretische Ortsauflösung von Strommessungen zu $4,2\ \mu\text{m}$ angegeben werden kann.

Ganz anders verhält sich dieser Sachverhalt wenn der Schwerpunkt des magnetischen Dipols weiter zum Messspitzenende rückt. Zur Verdeutlichung wurde die Simulation

aus Abb. 4.12 für den in der Literatur kleinsten angegebenen Wert für diesen Abstand, nämlich $h_0 = 200$ nm, wiederholt. Die Rasterhöhe blieb dabei mit $h = 150$ nm konstant.

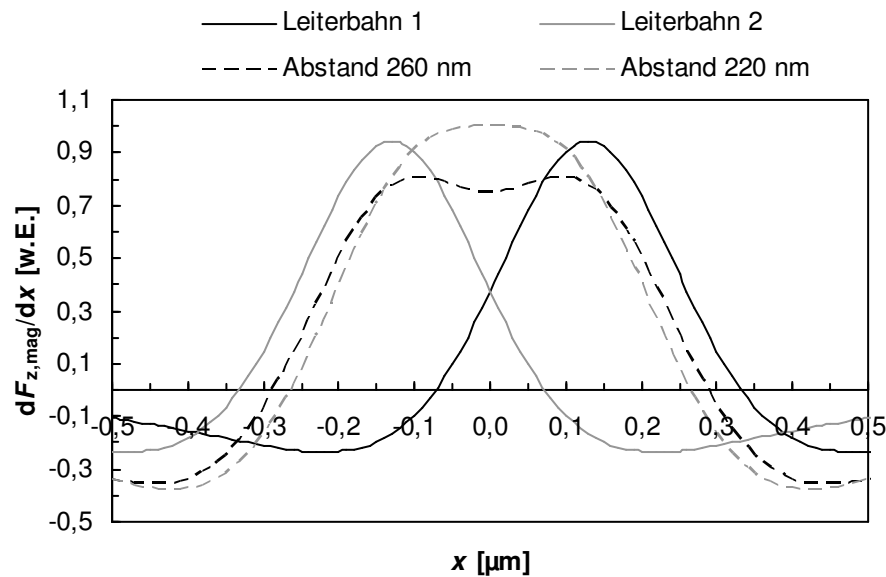


Abb. 4.13: Simulation der Verteilung des magnetischen Kraftgradienten zur Bestimmung der Ortsauflösung von Strommessungen. Dargestellt sind sowohl die einzelnen Kraftgradienten als auch deren Superposition zweier in einem Abstand von 260 nm liegenden, punktförmigen Leiterbahnen. Zusätzlich ist die Überlagerung der Felder für einen Abstand von 220 nm zwischen den beiden Leiterbahnen eingezeichnet. Der Abstand des Schwerpunktes des magnetischen Dipols zum Messspitzenende betrug $h_0 = 200$ nm.

Obwohl wie in dieser Simulation die punktförmigen Leiterbahnen lediglich 260 nm auseinander liegen, so lassen sich die zugehörigen Maxima noch unterscheiden. Bei einem Abstand beider Leiterbahnen von 220 nm zueinander ist dieses nicht mehr der Fall. Zwar lässt sich das Ergebnis der Simulation aus Abb. 4.13 nicht uneingeschränkt auf die Praxis übertragen, da bei der so erhaltenden Auflösungsgrenze von 260 nm keinesfalls mehr die Leiterbahngeometrien vernachlässigt werden dürfen. Doch zeigt der Vergleich der letzten beiden Simulationen, dass der Abstand h_0 eine wesentliche Rolle auf die Ortsauflösung von Strommessungen hat. Dieses wird sogar dazu führen, dass die eigentliche Rasterhöhe h aufgrund hoher Messspitzen-Dipol Abstände h_0 einen eher untergeordneten Einfluss bei der späteren Bestimmung der tatsächlichen Ortsauflösung in Kapitel 6.3 haben wird.

Mit dieser Diskussion der Ortsauflösung, welche prinzipiell sowohl für Strom- als auch für Spannungsmessungen gilt, sollen die theoretischen Untersuchungen beendet werden. Nachfolgend wird der Messaufbau beschrieben werden, welcher unter Berücksichtigung

der Anforderungen an ein Messsystem zur Fehleranalyse an integrierten Schaltungen entwickelt worden ist.

5 Realisierung eines für Strom- und Spannungsmessungen geeigneten Messaufbaus

Das Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik befasst sich seit geraumer Zeit mit der Entwicklung von Messtechniken zur Fehleranalyse an integrierten Schaltungen. Die auf diesem Gebiet hauptsächlich zum Einsatz kommenden Ansätze basieren dabei auf Strom- und Spannungsmessungen in integrierten Schaltungen mittels der Rasterkraftmikroskopie. Ausgehend von den Grundlagen zu diesen Messtechniken wurden überwiegend kommerzielle Rasterkraftmikroskope verwendet, die durch geeignete Modifikationen an die aktuellen Problemstellungen des Gebietes der Fehleranalyse angepasst wurden. Die so erzielten Ergebnisse konnten ihre Einsatzfähigkeit durch exemplarische Messungen an fehlerhaften integrierten Schaltungen unter Beweis stellen [Weber 2002]. Dabei stellte sich allerdings heraus, dass die verwendeten Rasterkraftmikroskope aufgrund ihres mechanischen Aufbaus eine nur eingeschränkte Fehleranalyse zuließen. Zudem konnte diese in einigen Fällen nur durch eine aufwendige Probenpräparation durchgeführt werden, da durch die eingesetzten hebelarmbasierten Sensoren der Testzugriff stark eingeschränkt war. Deshalb wurde damit begonnen ein grundlegend neues Rasterkraftmikroskop aufzubauen, welches auf die Belange der Fehleranalyse an integrierten Schaltungen zugeschnitten sein sollte.

Erste Versuche bestätigten die Einsetzbarkeit dieses Systems. Es stellte sich allerdings heraus, dass der mechanische Aufbau einige Defizite, insbesondere hinsichtlich seiner Schwingungsanfälligkeit gegenüber äußeren Störungen, aufwies. Im Zuge der Evaluation des Nadelsensors auf dem Gebiet der Strom- und Spannungsmessungen an integrierten Schaltungen war es deswegen notwendig, den vorhandenen Messaufbau vollständig neu zu konstruieren.

Dieses Kapitel befasst sich mit der Gesamtkonzeption und Realisierung des verwendeten Messsystems. Ausgehend von den Anforderungen, die an einen modernen Messplatz zur Strom- und Spannungsmessung in integrierten Schaltungen gestellt werden, wurde sowohl das mechanische Modell als auch die elektrische Beschaltung

des verwendeten Rasterkraftmikroskops neu entwickelt. Nachfolgend soll dieses Messsystem vorgestellt werden. Begonnen wird mit der mechanischen Realisation des Messaufbaus.

5.1 Apparativen Grundlagen des Messaufbaus

Ein modernes Rasterkraftmikroskop erlaubt es die auftretenden Wechselwirkungsprodukte zwischen Messsonde und Probe computergesteuert zu messen. Es wird durch verschiedene Parameter charakterisiert, zum Beispiel durch die erreichbare Ortsauflösung und Empfindlichkeit, aber auch durch die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse. Wird der Einsatzbereich eines Rasterkraftmikroskops auf Strom- und Spannungsmessungen erweitert, so entstehen neue, aufgabenspezifische Anforderungen. Welche das im Einzelnen sein können ist in der folgenden Auflistung zusammengefasst:

- Langzeitstabiler und modularer, an die Problemstellung anpassbarer Aufbau,
- Sicherstellung des Testzugriffs unabhängig von dem Probenaufbau,
- Sicherstellung der elektrischen Beschaltung der Probe,
- über den gesamten Probenbereich reproduzierbare Messsondenpositionierung, und
- Implementation eines optischen Überwachungssystems, welches sowohl die Probe als auch die Position des Sensors relativ zur Probe abbildet.

Im Wesentlichen muss solch ein Rasterkraftmikroskop also sicherstellen, dass Strom- und Spannungsmessungen unabhängig von dem Aufbau der Probe durchführbar sind, und dass sich die Umgebungsbedingungen, insbesondere die Höheneinstellung bei Strom- und Spannungsmessungen, während der gesamten Messdauer nicht ändern. Des Weiteren ist ein offener Aufbau zu wählen, damit das zu untersuchende Objekt ohne Präparation der Probe oder Modifikation des Messaufbaus in das Mikroskop integriert werden kann. Aus diesen Gründen wurde eine Konstruktion gewählt, wie sie in Abb. 5.1 schematisch dargestellt ist. Der Übersichtlichkeit halber ist die in Abb. 5.2 gezeigte und zur Grobpositionierung der Messsonde notwendige optische Überwachungseinheit nicht mit eingezeichnet. Für die Grobpositionierung sind zwei Kameras notwendig,

damit sowohl die laterale Position der Messsonde als auch deren Höhe über der Probenoberfläche während der Annäherung abgeschätzt werden kann.

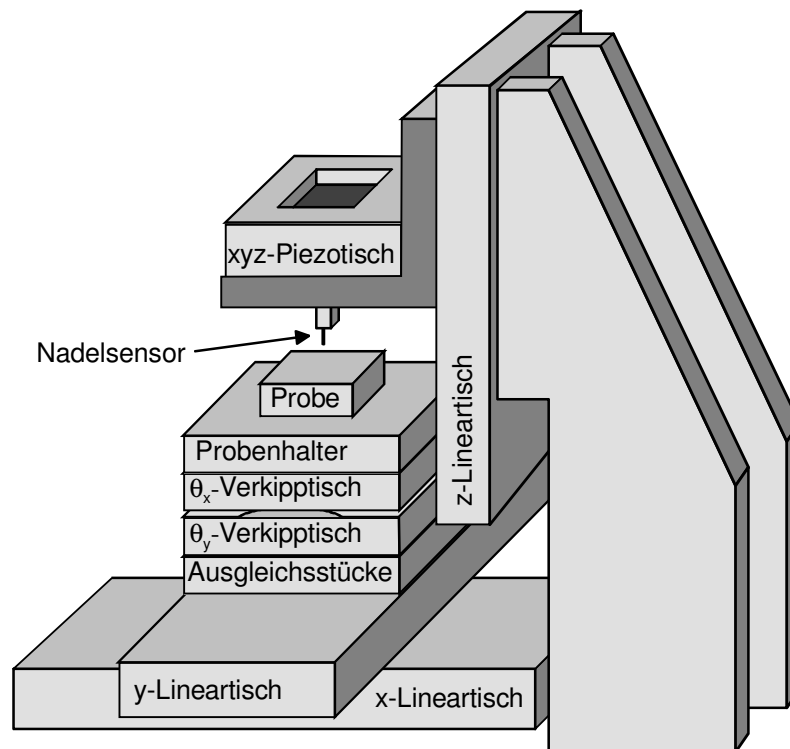


Abb. 5.1: Schematischer Aufbau des entwickelten Rasterkraftmikroskops. Der Nadelsensor ist über einen Halter mit dem Piezotisch verbunden. Die Kameras zur optischen Überwachung der Messsondenpositionierung sind nicht eingezeichnet.

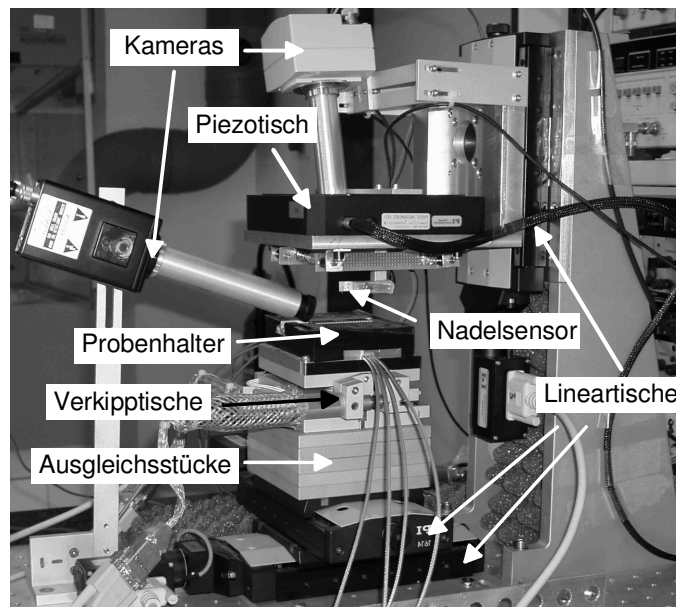


Abb. 5.2: Foto des Messaufbaus mit den beiden zur optischen Überwachung eingesetzten Kameras.

Der zentrale Baustein dieses Aufbaus ist der Piezotisch, welcher den Nadelsensor in allen drei Raumrichtungen mit einer Auflösung im nm-Bereich führt. Der maximale Erfassungsbereich beträgt dabei $100\text{ }\mu\text{m}$ in x- bzw. y-Richtung sowie $20\text{ }\mu\text{m}$ in z-Richtung. Die Besonderheit dieses Tisches ist, dass die Ausdehnung der Piezokristalle intern über Sensoren gemessen und in einer geschlossenen Regelschleife ausgeglichen wird. Somit werden Nichtlinearitäten der Piezokristalle ausgeglichen und quantitative topographische Messungen der Probenoberfläche sind möglich. Allerdings besitzt der Piezotisch aufgrund seiner großen Abmessungen auch eine hohe Massenträgheit. Insbesondere die Geschwindigkeit des z-Piezos ist für die Topographieregelung von entscheidender Bedeutung. Im unbelasteten Zustand besitzt dieser Piezotisch in z-Richtung eine Resonanzfrequenz von $f_{\text{res}} = 150\text{ Hz}$. Verglichen mit anderen in der Rastersondenmikroskopie eingesetzten Scannertypen, welche Resonanzfrequenzen von über 20 kHz aufweisen können, ist zu erwarten, dass die maximale Regelgeschwindigkeit, und somit auch Rastergeschwindigkeit, bei Topographiemessungen sehr niedrig gewählt werden muss.

Aufgrund des eingeschränkten Rasterbereiches des Piezotisches muss die Probe vor einer Messung grob unter dem Nadelsensor positioniert und auch ausgerichtet werden können. Die Ausrichtung der Probe ist durch zwei orthogonal zueinander justierte Verkipptische unter dem Probenhalter möglich, welche eine computergesteuerte Einstellung des Verkippfungswinkels im mrad-Bereich erlauben. Die Grobpositionierung selber wird durch drei Lineartische realisiert. Zwei Lineartische können die Probenhalterung in lateraler Richtung in einem Bereich von 5 cm relativ zur Messsonde verfahren. Über einen dritten Lineartisch kann die Höhe des Piezotisches und somit der Messsonde über der Probenoberfläche eingestellt werden. Die bidirektionale Wiederholgenauigkeit aller drei Lineartische ist zu $2\text{ }\mu\text{m}$ spezifiziert.

Im Zusammenhang mit der in diesem Rasterkraftmikroskop realisierten Grobpositionierung muss auch die Temperaturstabilität des Aufbaus diskutiert werden. Um eine eventuelle Drift des Aufbaus soweit wie möglich auszuschließen wurde besonderer Wert darauf gelegt, dass für möglichst viele Komponenten das gleiche Material, nämlich Aluminium, gewählt wurde. Ändert sich nun die Umgebungstemperatur, so wird unter der Voraussetzung, dass sich alle Baugruppen mit gleicher Geschwindigkeit erwärmen bzw. abkühlen, keine signifikante Temperaturdrift

in dem Messaufbau auftreten. Allerdings bestehen nicht alle Komponenten des Rasterkraftmikroskops aus Aluminium. Insbesondere die Spindeln der Lineartische bestehen aus Stahl. Berücksichtigt man, dass der maximale Verfahrweg der Lineartische bis zu 5 cm betragen kann, so lässt sich die Temperaturdrift des Aufbaus berechnen. Mit den Temperaturkoeffizienten für Aluminium sowie Stahl von $\alpha_{AL} = 24 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ bzw. $\alpha_{Stahl} = 12 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ ergibt sich bei einer Temperaturänderung von $T = 1 \text{ K}$ eine Drift von bis zu 600 nm in jede Raumrichtung. Der Vergleich zu den in dieser Arbeit verwendeten Teststrukturen mit Strukturbreiten von bis herunter zu 100 nm zeigt, dass eine konstante Umgebungstemperatur eine notwendige Voraussetzung für reproduzierbare Messungen mit diesem Messaufbau ist.

Die letzte noch zu beschreibende Komponente des Messaufbaus ist der Probenhalter. Dieser hat die Aufgaben die Probe sowohl im Messaufbau zu fixieren als auch deren Beschaltung mit elektrischen Signalen zu ermöglichen. Für eine größtmögliche Störsicherheit ist der Probenhalter elektrisch abgeschirmt aufgebaut und geerdet. Über hochfrequenztaugliche Kabel können acht unabhängige Signale der Probe zugeführt werden, welche innerhalb der Halterung auf 40 Pins einer Dual-In-Line-Fassung aufgeteilt werden. Sind andersartig ausgeführte integrierte Schaltungen zu untersuchen, so kann dieses entweder unter Verwendung von Adapterplatinen geschehen, oder der gesamte Probenhalter kann ausgetauscht werden. Durch mehrere Ausgleichsstücke kann dabei die Höhe des Testaufbaus an das Rasterkraftmikroskop angepasst werden.

5.2 Elektrische Beschaltung des Messaufbaus

Bei der Entwicklung des elektrischen Aufbaus des Rasterkraftmikroskops mussten verschiedene Aspekte berücksichtigt werden. Aufgrund der Tatsache, dass das Messsystem grundlegend neu zu entwickeln war, bestand die Hauptanforderung darin, sowohl computergesteuerte Topographiemessungen als auch Strom- und Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor zu realisieren. Da die Software nicht im Rahmen dieser Arbeit entwickelt worden ist, musste, ausgehend von der Schnittstelle Computer – Messaufbau, die Ansteuerung aller im vorherigen Kapitel beschriebenen Teilkomponenten sichergestellt werden. Auch die elektrische Beschaltung des

Nadelsensors sowie die Signalwandlung und Signalverarbeitung galt es neu zu entwickeln. Abb. 5.3 zeigt den elektrischen Signallaufplan des realisierten Messaufbaus.

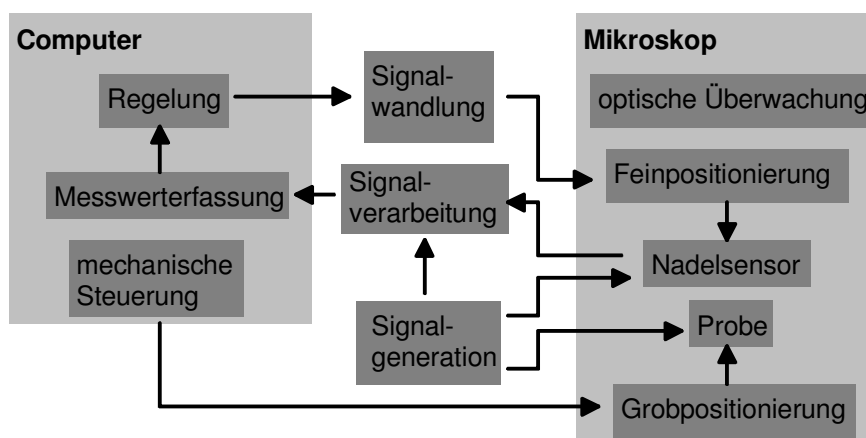


Abb. 5.3: Elektrischer Signallaufplan des Messaufbaus

Anhand dieses Blockschaltbildes soll zuerst die Topographieregelung erklärt werden. Der Nadelsensor wird über einen Signalgenerator bei seiner Resonanzfrequenz zum schwingen angeregt. Im Kontakt mit der Probe wird sich sein Ausgangssignal ändern. Diese Änderung des Ausgangssignals wird durch die Signalverarbeitung detektiert, welche das Ausgangssignal des Nadelsensors mit einem Referenzsignal vergleicht. Die Signalverarbeitung kann dabei aus einem hochfrequenztauglichen Lock-In-Verstärker oder aus einem selbstentwickelten, phasenstarken Regelkreis bestehen (engl.: Phase Locked Loop, PLL). Das Ausgangssignal dieser Signalverarbeitung wird in den Computer eingespeist, welcher über einen PI-Regler einen Soll-/Istwert Vergleich durchführt. Das dabei entstehende Regelsignal steuert nach einer zur Pegelanpassung notwendigen Signalwandlung den Piezotisch, welcher die Feinpositionierung darstellt. Durch dieses Stellsignal wird der Nadelsensor der Topographie nachgeführt, wodurch ein geschlossener Regelkreis entsteht. Aus dem computergenerierten Regelsignal wird dabei automatisch die Topographie berechnet.

Ein Nachteil dieser Regelung besteht darin, dass die Topographie nur durch das Regelsignal berechnet werden kann. Es ist nicht möglich die tatsächliche Ausdehnung der Piezokristalle in dem Piezotisch zu messen. Aufgrund der Massenträgheit des Piezotisches muss deshalb die Auslenkung, die durch ein Stellsignal verursacht würde, nicht mit der tatsächlichen Auslenkung des Piezotisches übereinstimmen. Gerade an kleinen Strukturen muss aber der Regelkreis der Topographie schnell folgen können.

Muss das Mikroskop nun auf schnelle Topographieänderungen reagieren, so erzeugt ein PI-Regler gerade an Topographiesprüngen ein Überspringen des Regelsignales, welches im Topographiebild wiedergegeben wird, in der Realität aber tatsächlich nicht auftritt.

Werden mit dem Messaufbau Strom- oder Spannungsmessungen durchgeführt, so muss, wie in Kapitel 2.3.1 beschrieben, eine mittlere konstante Höhe der Messsonde über der Probenoberfläche eingestellt werden. Dazu wird die höchste Stelle der Topographie in dem zu erfassenden Messbereich ermittelt, und anschließend der Regelkreis durch Deaktivierung des Reglers aufgetrennt. Danach kann die Höhe relativ zu dem vorher ermittelten Bezugspunkt direkt über die Steuerung des Piezotisches manuell eingestellt werden. Im Anschluss daran wird auch analog zu der Topographieregelung die Änderung des Ausgangssignals des Nadelsensors erfasst, welches jetzt aber direkt das aufzuzeichnende Messsignal darstellt. Aufgrund des besseren Signal- zu Rauschverhältnis wird bei Strom- oder Spannungsmessungen grundsätzlich ein Lock-In-Verstärker zur Signalverarbeitung eingesetzt. Der daraus resultierende Signallaufplan ist in Abb. 5.4 dargestellt.

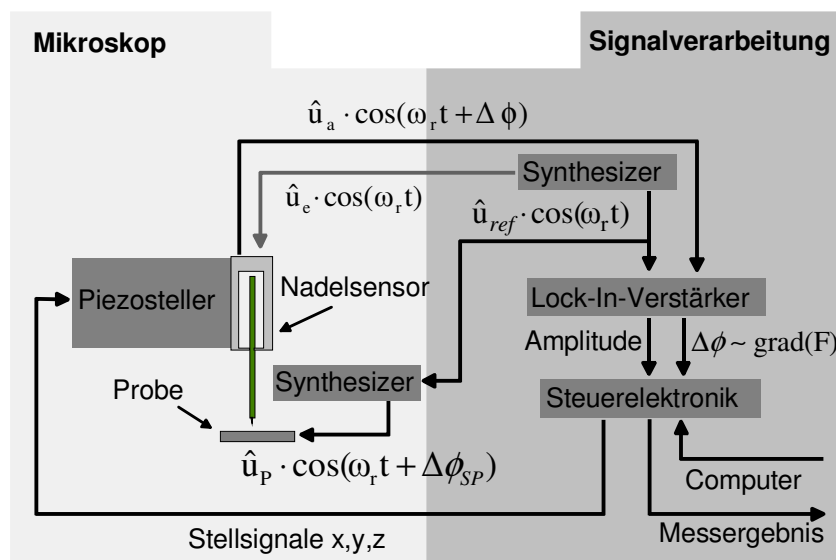


Abb. 5.4: Signallaufplan des Mikroskops bei Strom- und Spannungsmessungen

Diese Abbildung beschränkt sich ausschließlich auf die Darstellung der Signale innerhalb des Mikroskopaufbaus. In diesem Schaltbild ist die Spitzenspannung U_s nicht eingezeichnet, da der Nadelsensor nur Anschlüsse für die Eingangs- und Ausgangsspannung besitzt. Da aber einer dieser Kontakte elektrisch mit der Messspitze

verbunden ist kann die Spannung U_S diesem Kontakt überlagert werden. Die Wahl der Zuordnung des Messspitzenkontakts zum Ein- bzw. Ausgangskontakt des Nadelsensors hängt dabei von dem Betriebsmodus ab, wobei zwischen passiven und aktiven Messungen unterschieden werden kann. Bei passiven Messungen wird der Nadelsensor so betrieben, dass die Messspitze elektrisch mit dem ausgangsseitigen Kontakt, und damit dem Lock-In-Verstärker, verbunden ist. Durch den unbeschalteten Eingang wird der Nadelsensor somit nicht elektrisch, sondern allein durch die periodisch auf ihn einwirkende elektrische oder magnetische Kraft zum Schwingen angeregt. Bei aktiven Messungen werden die Anschlüsse des Nadelsensors gegeneinander vertauscht. Zur Vermeidung eines Spannungseinflusses auf Strommessungen kommt dieser Modus ausschließlich bei Spannungsmessungen zur Anwendung. Bei aktiven Spannungsmessungen wird also die Messspitze mit der eingangsseitigen Beschaltung des Nadelsensors verbunden, da ansonsten durch die für diese Messungen verwendeten hohen überlagerten Gleichspannungen eine ausgangsseitige Signalaufbereitung für den Lock-In-Verstärker notwendig wäre (siehe auch Kap. 6.1, Abb. 6.23).

Weiterhin ist der Referenzsignalausgang desjenigen Synthesizers, welcher den Nadelsensor versorgt, mit einem weiteren Synthesizer zur Probenversorgung als auch einem Lock-In-Verstärker verbunden. Auf diesen Lock-In-Verstärker gelangt das Ausgangssignal des Sensors, welches in seiner Phase um $\Delta\phi$ gegenüber dem Referenzsignal verschoben ist. Dieser spaltet das Eingangssignal in Betrag und Phase auf. Beide Signale werden über die als Schnittstelle dienende Steuerelektronik in den Computer eingespeist, welcher diesmal nur die x/y-Koordinaten des Piezotisches während der Messung ansteuert. Über diese Steuerung lassen sich somit sowohl ein- als auch zweidimensionale Bilder der Strom- oder Spannungsverteilung auf der Probe aufzeichnen.

Mit dieser Beschreibung des messtechnischen Aufbaus wurden die notwendigen Aspekte erörtert, welche sowohl einer genauen Topographieregelung als auch Strom- und Spannungsmessungen zu Grunde liegen. Das Messsystem wurde unter Berücksichtigung dieser Aspekte entwickelt. Das nachfolgende Kapitel befasst sich nun mit der Feststellung der Eignung des erstellten Messsystems, nicht nur für Topographiemessungen, sondern insbesondere auch für Strom- und Spannungsmessungen an integrierten Schaltkreisen.

6 Demonstration der Leistungsfähigkeit des entwickelten Messsystems

In diesem Kapitel wird die Leistungsfähigkeit des eigenentwickelten, nadelsensorbasierten Rasterkraftmikroskops untersucht. Anhand von durchgeführten Messreihen werden die Stärken, aber auch die Schwächen des erstellten Testaufbaus hervorgehoben. Der Schwerpunkt der Untersuchungen liegt dabei in der Darstellung der erzielbaren unteren Messbereichsgrenze von Strom- und Spannungsmessungen an signalführenden Leiterbahnen. Ausgehend von Kapitel 4 werden dabei die aufgestellten theoretischen Ausführungen zu Strom- und Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor verifiziert.

Bevor diese kontaktlosen Messungen mit dem Rasterkraftmikroskop durchgeführt werden konnten, war es zuerst notwendig den Messaufbau selbst zu charakterisieren. Mit diesen Grundlagenmessungen werden zwei Ziele verfolgt. Zum einen wird sichergestellt, dass alle verwendeten Komponenten störungsfrei miteinander funktionieren. Insbesondere die Linearität des Übertragungsverhaltens des Messaufbaus musste verifiziert werden. Zum anderen können aus diesen Untersuchungen Messparameter ermittelt werden, welche sowohl eine hohe Genauigkeit für Topographiemessungen garantieren als auch eine maximale Empfindlichkeit sowie untere Messbereichsgrenze für die im Anschluss folgenden Strom- und Spannungsmessungen versprechen. Diese Grundlagenmessungen werden im nächsten Kapitel dargestellt.

6.1 Grundlagenmessungen mit dem Nadelsensor

Um den Betrieb des Mikroskops zu gewährleisten muss sichergestellt sein, dass die eigentliche Messwerterfassung mit dem Nadelsensor einwandfrei funktioniert. Die gelieferten Nadelsensoren bestehen aus Modulen, welche manuell gefertigt und präpariert werden. Insbesondere das Befestigen der Messspitze an dem Sensor bestimmt maßgeblich seine Güte. Darum ist es notwendig, jeden einzelnen Sensor vor seinem

Einsatz zu charakterisieren. Dies geschieht durch die Messung seiner Übertragungsfunktion. Zu diesem Zweck wurde ein Computerprogramm entwickelt, welches diese Aufgabe automatisiert durch ansteuern aller notwendigen externen Komponenten erfüllt. Eine beispielhaft mit diesem Programm gemessene Übertragungsfunktion zeigt Abb. 6.1. Der dazu ausgewählte Sensor wurde auch für alle anderen geschilderten Messungen dieses Unterkapitels verwendet. Ebenso wurde für diese wie auch alle folgenden Messungen des Unterkapitels der Messaufbau nach Abb. 5.4 verwendet.

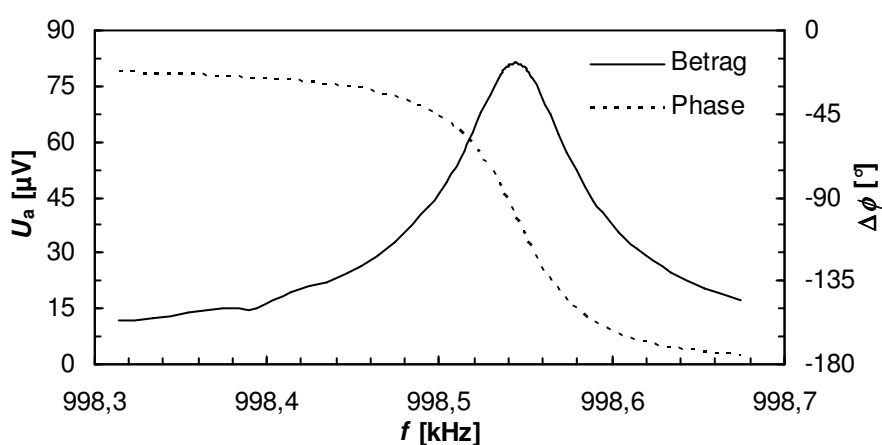


Abb. 6.1: Darstellung der ermittelten Übertragungsfunktion eines handelsüblichen Nadelsensors.

In diesem Diagramm ist sowohl der Betrag der Ausgangsspannung U_a als auch die Phase $\Delta\phi$, bezogen auf das Eingangssignal des Nadelsensors, in Abhängigkeit der Frequenz aufgetragen. Der Betrag der Anregungsspannung betrug 1 mV. Aus der Übertragungsfunktion lässt sich die Resonanzfrequenz am Punkt der maximalen Schwingungsamplitude bzw. einer Phasenlage von $\Delta\phi = -90^\circ$ zu $f_{\text{res}} = 998547$ Hz bestimmen. Ebenso lässt sich durch Messung der Bandbreite von $B = 60$ Hz die Güte des Sensors zu $Q = 16600$ bestimmen, welches einen durchschnittlichen Wert für die Güte eines Nadelsensors darstellt. In diesem Arbeitspunkt wurde nun überprüft, ob das System Nichtlinearitäten zwischen dem Eingangssignal und dem Ausgangssignal des Nadelsensors aufweist. Die in Abb. 6.2 gezeigten Kurven zeigen die Abhängigkeit $U_a(U_e)$ für die beiden Fälle, dass der Nadelsensor frei schwingend befestigt ist bzw. sich im Nahfeld der Probe befindet.

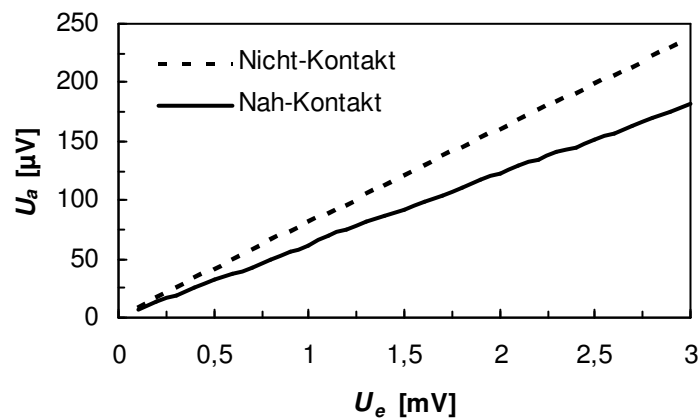


Abb. 6.2: Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_a von der Eingangsspannung U_e des Nadelsensors. Die gestrichelte Linie wurde in einem Abstand von $h = 100 \mu\text{m}$ zur Probenoberfläche aufgenommen, die durchgehende Linie zeigt das Ergebnis einer Messung im Nahfeld der Probe bei $h = 50 \text{ nm}$.

Beide Kurven weisen den geforderten linearen Zusammenhang auf. Zusätzlich fällt auf, dass das Ausgangssignal bei der Messung im Nahfeld der Probe stärker gedämpft ist als im frei schwingenden Fall. Dies könnte sowohl an einer Verminderung der Güte des Nadelsensors als auch in einer Verschiebung der Resonanzfrequenz liegen, was bedeuten würde, dass dieser auf einer Frequenz abseits der Resonanzfrequenz zum schwingen angeregt worden ist. Würde der Nadelsensor abseits seiner Resonanzfrequenz schwingen, so käme es nach den Ausführungen in Kapitel 3.2 zu Nichtlinearitäten des Ausgangssignals des Nadelsensors bezogen auf externe, angreifende Kräfte. Die Abstandsabhängigkeit der Güte kann aufgrund der fehlenden Möglichkeit der Topographieregelung während der Gütebestimmung nicht bestimmt werden, wohl aber die Abstandsabhängigkeit der Resonanzfrequenz. Diese ist in Abb. 6.3 dargestellt. Während dieser Messreihe wurde der Nadelsensor mit einer konstanten Eingangsspannung von $U_e = 1 \text{ mV}$ zum schwingen angeregt, die Höhe h wurde nach der in Kapitel 4 beschriebene Methode ermittelt.

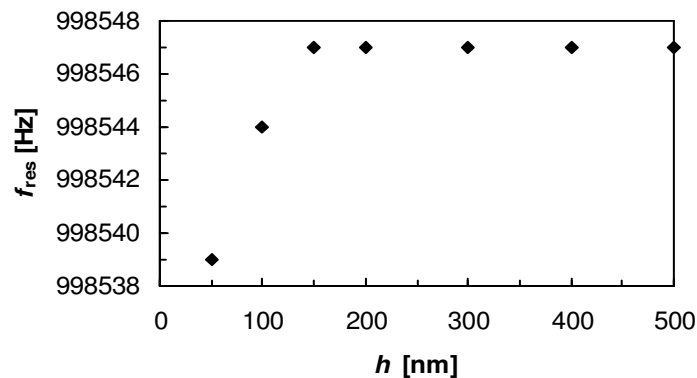


Abb. 6.3: Darstellung der Abhängigkeit der Resonanzfrequenz des Nadelsensors von dem Arbeitsabstand h .

Das Ergebnis dieser Messung zeigt, dass eine Verschiebung der Resonanzfrequenz zu kleineren Werten bei Verringerung des Arbeitsabstandes h vorliegt. Diese Verschiebung tritt allerdings nur bei Abständen von $h < 150$ nm auf. Für größere Werte bleibt die Resonanzfrequenz konstant. Aus dem erhaltenen Ergebnis lässt sich eine Bedingung für die einzustellende Höhe bei Strom- und Spannungsmessungen ableiten. Da während diesen Messungen nur eine mittlere Höhe zwischen Probe und Messsonde eingestellt werden kann, muss sichergestellt sein, dass der minimale Probenabstand nicht unter 150 nm fällt. Ansonsten kommt es bei ausgeprägten Probentopographien zu einer Verschiebung der Resonanzfrequenz, und somit ist sowohl mit einer Verschlechterung der minimal zu detektierbaren Spannungen und Ströme als auch mit Nichtlinearitäten durch die Arbeitspunktverschiebung zu rechnen.

Auch wenn die Resonanzfrequenz des Nadelsensors bei Arbeitsabständen größer als $h = 150$ nm konstant bleibt soll der Einfluss der Höhe auf das Ausgangssignal des Sensors für größere Probenabstände näher untersucht werden. Dazu wurde bei konstanter Anregungsfrequenz und -amplitude die Höhe des Sensors über der Probenoberfläche variiert. Das Ergebnis der Messung ist in Abb. 6.4 zu sehen.

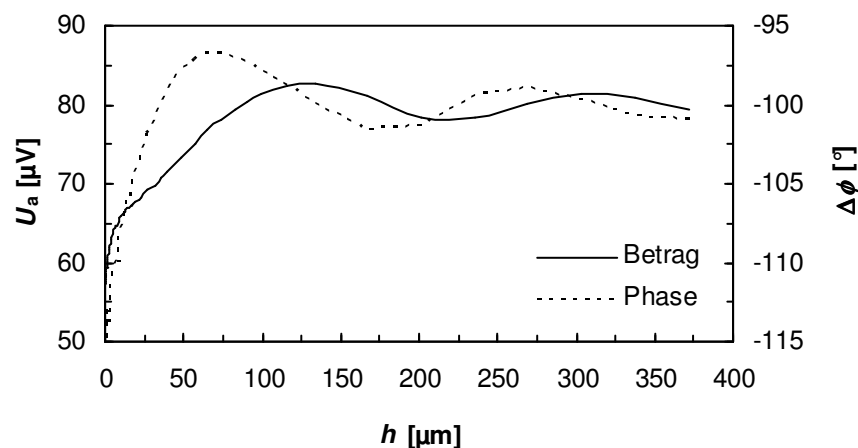


Abb. 6.4: Verlauf des Ausgangssignals des Nadelsensors, aufgeteilt in Betrag und Phase, in Abhängigkeit des Arbeitsabstands h . Die Eingangsspannung des Nadelsensors betrug $U_e = 1 \text{ mV}$.

Das Ausgangssignal U_a des Nadelsensors wurde aufgeteilt in Betrag und Phasenlage $\Delta\phi$ relativ zu dem Eingangssignal U_e . Ausgehend von dem Kontakt zur Probe ist ein Anstieg beider Signale zu beobachten, wobei die Phase aufgrund ihrer Steigung deutlich empfindlicher auf Abstandsänderungen reagiert. Selbst in einem Abstand von $h > 50 \mu\text{m}$ ist noch ein deutlicher Höheneinfluss auf diese Messung erkennbar, wobei es zu einer gedämpften periodischen Schwingung kommt. Die Erklärung des Ergebnisses gelingt, indem die Periode der sich einstellenden Schwingung bei großen Abständen h betrachtet wird. Die Wellenlänge dieser Schwingung lässt sich zu $\lambda = 190 \mu\text{m}$ bestimmen. Vergleicht man diese Wellenlänge mit der Literatur, so entspricht ihr Wert näherungsweise der Hälfte der Wellenlänge, die sich bei einer Ultraschallwelle eines bei einer Frequenz von $f = 1 \text{ MHz}$ schwingenden Piezokristalls in unmittelbarer Nähe einer Probe einstellt [Michels et al. 1995]. Für große Entfernungen arbeitet der Nadelsensor also als akustisches Nahfeldmikroskop. Die Bedeutung dieses Ergebnisses liegt darin, dass sich aufgrund der Abstandsabhängigkeit des Ausgangssignals des Nadelsensors selbst in großen Abständen nur annähernd ein Referenzpunkt für die folgende Topographieregelung bestimmen lässt. Vielmehr müssen vor Topographiemessungen während der Annäherung des Sensors an die Probe iterativ die Reglerwerte bestimmt werden.

Als nächstes soll der Einfluss der Anregungsamplitude des Nadelsensors hinsichtlich seiner Empfindlichkeit sowohl für topographische als auch für Strom- und

Spannungsmessungen untersucht werden. Für Topographiemessungen sind in der Literatur Werte für den Betrag der Eingangsspannung von $0,5 \text{ mV} < U_e < 4 \text{ mV}$ angegeben. Da der tatsächlich an dem Nadelsensor anliegende Wert von der externen Beschaltung des Nadelsensors abhängt, muss für den vorliegenden Messaufbau ein geeigneter Bereich für die Eingangsspannung ermittelt werden. Dazu wurde in Abb. 6.5 die Abhängigkeit sowohl der Resonanzfrequenz als auch der Güte von der Eingangsspannung U_e für einen freischwingenden Nadelsensor gemessen.

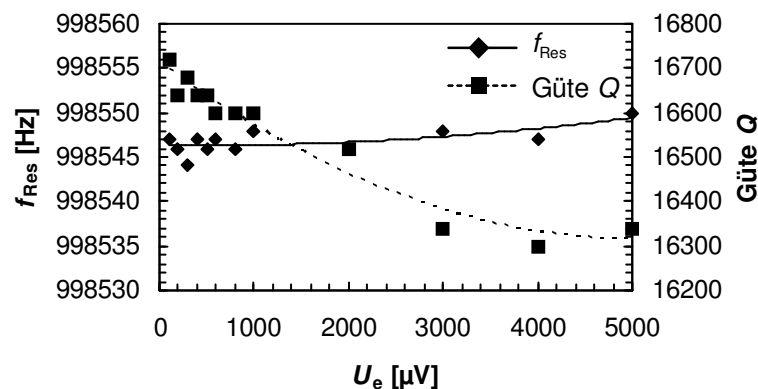


Abb. 6.5: Darstellung der Abhängigkeit der Resonanzfrequenz und der Güte eines Nadelsensors vom Betrag der Eingangsspannung.

Diese Messung zeigt, dass die Resonanzfrequenz des Nadelsensors weitgehend unabhängig von dem Betrag der Eingangsspannung U_e ist. Die Schwankungen des Messsignals von wenigen Hertz liegen im Bereich des Auflösungsvermögens des Messsystems. Im Gegensatz dazu steigt die Güte zu kleineren Eingangsspannungen hin an. Dieser Effekt kann durch die Luftdämpfung erklärt werden, welche abhängig von der Schwingungsamplitude des Nadelsensors eine verschieden große Dämpfung auf den Sensor ausübt. Für eine möglichst hohe Sensitivität des Messsystems ist also eine kleine Anregungsspannung zu wählen. Da der Betrag des Ausgangssignals des Nadelsensors nach Abb. 6.2 allerdings mindestens um den Faktor zehn kleiner als das Eingangssignal ist, sind Änderungen in diesem Signal, insbesondere durch ein sich verschlechterndes Signal- zu Rauschverhältnis, messtechnisch nur noch bedingt auswertbar. Deswegen ist in Abb. 6.6 eine detailliertere Untersuchung des Ausgangssignals des Nadelsensors in Abhängigkeit des Eingangssignals gezeigt.

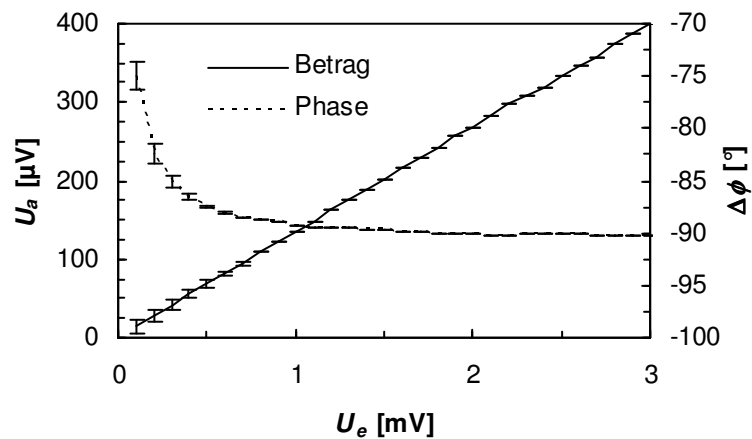


Abb. 6.6: Darstellung der Ausgangsspannung U_a und der Phasenverschiebung $\Delta\phi$ über der Eingangsspannung U_e . Die Resonanzfrequenz des Sensors wurde konstant gehalten.

Es zeigt sich, dass, ausgehend von betragsmäßig großen Eingangsspannungen, die Phasenlage des Ausgangssignals sich im Punkt der Resonanz von $\Delta\phi = -90^\circ$ zu größeren Werten hin verschiebt. Da somit die Steigung dieser Kurve zunimmt ist dieses Verhalten ein Indiz dafür, dass sich analog zur vorherigen Messung die Empfindlichkeit der Phasenverschiebung des Nadelsensors zu kleineren Eingangsspannungen U_e hin ebenfalls vergrößert. Mit dieser Empfindlichkeitssteigerung geht allerdings einher, dass auch das Rauschen im Ausgangssignal des Nadelsensors ab Eingangsspannungen von $U_e \leq 0,5$ mV ansteigt, wovon hauptsächlich die Phaseninformation betroffen ist. Wie die Praxis noch zeigen wird stellt dieser Wert demnach die untere Grenze der Anregungsspannung für eine genaue Topographieregelung dar. Bezüglich Topographie- als auch Spannungsmessungen lassen sich die in diesem Kapitel dargestellten Ergebnisse also wie folgt zusammenfassen.

Das Ausgangssignal des Nadelsensors ist sowohl abhängig von dem Betrag der Eingangsspannung als auch von dem einzustellenden Probenabstand, da sich bei niedrigen Abständen eine Frequenzverschiebung einstellt. Um eine genaue Topographieregelung gewährleisten zu können, muss das Ausgangssignal möglichst schnell auf Kraftwechselwirkungen reagieren und gleichzeitig rauscharm sein. Aus den Werten der gezeigten Fehlerbalken in Abb. 6.6 lässt sich ablesen, dass die letzte Bedingung für Eingangsspannungen von $U_e \geq 0,5$ mV gegeben ist. Da dieses allerdings

sensortypische Werte sind werden für die folgenden Topographiemessungen üblicherweise Eingangsspannungen von $1 \text{ mV} \leq U_e \leq 1,5 \text{ mV}$ gewählt.

Im Gegensatz zu Topographiemessungen gelten insbesondere für Spannungsmessungen andere Bedingungen. Die Forderung, dass das Ausgangssignal möglichst schnell auf Kraftänderungen reagieren muss gilt nur bedingt. Vielmehr ist eine maximale Phasenverschiebung $\Delta\phi$ in Abhängigkeit der Probenspannung gewünscht. Daraus ergibt sich, dass der diese Phasenverschiebung detektierende Lock-In-Verstärker, durch große Zeitkonstanten T_C , das Rauschen des Messsignals unterdrücken kann. Dadurch kann der wählbare Eingangsspannungsbereich auch zu Beträgen $U_e < 0,5 \text{ mV}$ erweitert werden, wodurch zusätzlich die Verbesserung der Güte nach Abb. 6.5 zu kleineren Eingangsspannungen hin ausgenutzt werden kann. Um herauszufinden, welcher Eingangsspannungsbereich nun für aktive Spannungsmessungen am besten geeignet erscheint, kann folgende Überlegung angestellt werden.

Durch die Eingangsspannung U_e , welche im Falle aktiver Spannungsmessungen gleich der Messspitzenspannung U_S ist, wird der Nadelsensor zum schwingen angeregt. Nach Gleichung (3.2) geschieht dieses durch eine in dem Piezokristall wirkende elektrische Kraft, welche in eine mechanische Schwingung umgewandelt wird. Ist nun diese induzierte elektrische Kraft sehr groß gegenüber einer äußerlich an die Messspitze angreifenden Kraftkomponente, so wird die äußere Kraft nicht mehr detektiert werden können. Der Betrag der Eingangsspannung U_e ist folglich möglichst klein zu wählen. Umgekehrt steigt das Signal- zu Rauschverhältnis zu sich verringernden Eingangsspannungen U_e (siehe Abb. 6.6). Da nicht prognostiziert werden kann, welcher Effekt die Empfindlichkeit des Sensors stärker beeinflusst, lässt sich somit keine quantitative Aussage über den zu wählenden Betrag der Eingangsspannung U_e für Spannungsmessungen treffen. Eine genauere Untersuchung dieses Zusammenhanges wird deswegen in Kapitel 6.4 folgen.

6.2 Topographische Untersuchungen mit dem Nadelsensor

In diesem Kapitel wird die prinzipielle Eignung des Testaufbaus für Topographiemessungen mit dem Nadelsensor untersucht. Durch seine in Kapitel 3 beschriebene hohe Sensitivität auf Querkräfte ist der Nadelsensor besonders geeignet

für topographische Abbildungen an Proben mit ausgeprägter Höhenstruktur. Aufgrund der immer kleiner werdenden Strukturgrößen integrierter Schaltungen muss gleichzeitig aber auch eine hohe Ortsauflösung erreicht werden. Schließlich darf es auch nicht zu einer Probenschädigung durch die Topographieaufnahme kommen. Diese drei Bedingungen werden im Folgenden überprüft werden.

Wie mit jedem Rasterkraftmikroskop können auch mit dem erstellten Messaufbau quantitative dreidimensionale Abbildungen einer Probenoberfläche erstellt werden. In Abb. 6.7 ist beispielhaft ein Ausschnitt der Oberfläche eines integrierten Schaltkreises dreidimensional dargestellt. Die lateralen Abmessungen der Aufnahme betrugen $100\text{ }\mu\text{m}$, die absoluten Höhenunterschiede beliefen sich auf $2\text{ }\mu\text{m}$. Wie auch bei allen nachfolgenden Topographiemessungen dieses Kapitels betrug die Eingangsspannung des Nadelsensors $U_e = 1\text{ mV}$.

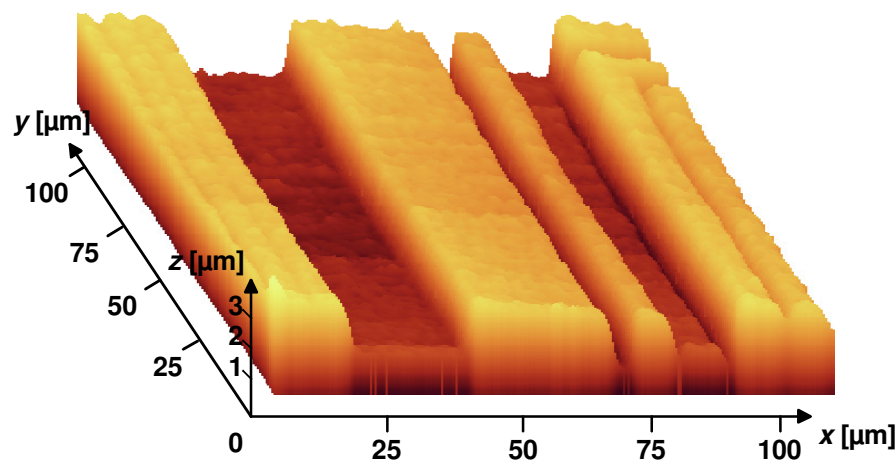


Abb. 6.7: Dreidimensionale Darstellung eines Ausschnitts der Topographie eines integrierten Schaltkreises.

In dieser Abbildung sind der Verlauf und die unterschiedlichen Höhenstrukturen der einzelnen Leiterbahnen gut zu erkennen. Gerade letzteres bietet gegenüber anderen Mikroskopiearten, seien es optische oder rasterelektronenmikroskopische Aufnahmen, deutliche Vorteile, da mit ihnen das Höhenprofil nur schwer vermessen werden kann. Dieses zeigt sich auch in dem Vergleich der rasterkraftmikroskopischen mit einer rasterelektronischen Aufnahme des gleichen Gebietes in Abb. 6.8.

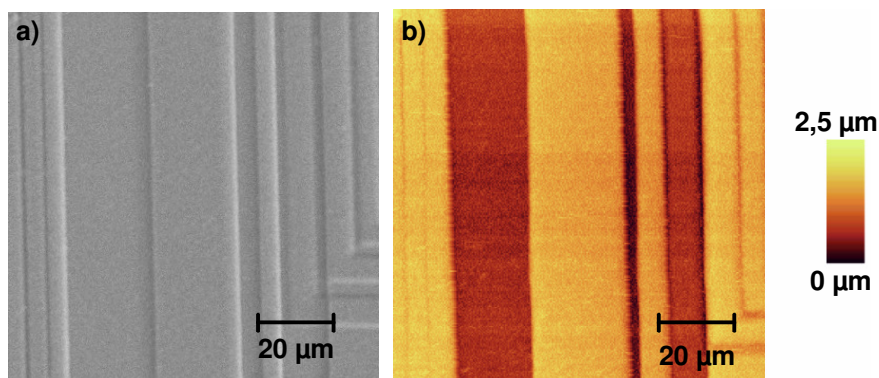


Abb. 6.8: Vergleich einer a) rasterelektronischen Aufnahme mit einer b) rasterkraftmikroskopischen Aufnahme, aufgenommen mit dem erstellten Messsystem.

Ohne Probenverkipfung erscheinen in dem gezeigten REM-Bild die rechten drei Leiterbahnen in derselben Höhe. In dem RKM-Bild kann man jedoch einen deutlichen Höhenunterschied zwischen den Leiterbahnen erkennen. Dafür zeichnen sich die Konturen der Leiterbahnen in Abb. 6.8a schärfer ab als in der RKM-Aufnahme. Dieses liegt in der endlichen Messspitzengeometrie eines jeden in der Rasterkraftmikroskopie verwendeten Sensors begründet. Eine RKM-Aufnahme stellt deshalb immer die Faltung der Probentopographie mit der Messspitzengeometrie dar, wodurch es aufgrund der kegelförmigen Messspitzengeometrie gerade bei hohen Strukturen zu einer ungenauen Darstellung im Kantenbereich kommt. Dieser Nachteil zeigt sich auch in Abb. 6.9, welche eine Linienraasterung aus dem oberen Drittel von Abb. 6.8b darstellt.

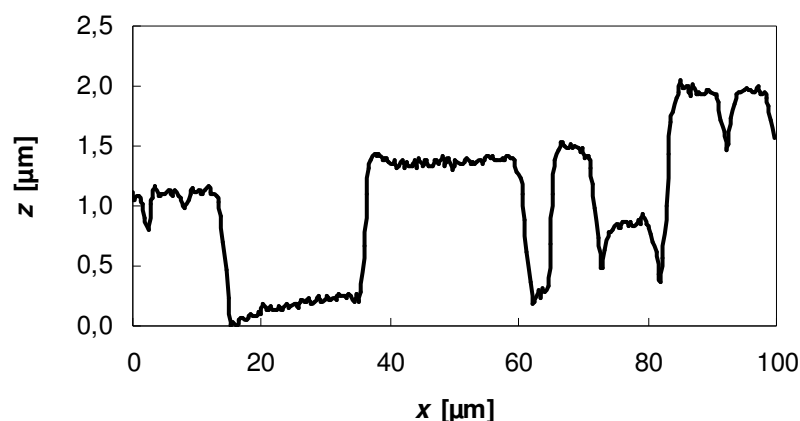


Abb. 6.9: Darstellung einer Linienraasterung aus Abb. 6.8b.

In der dargestellten Linienraasterung erscheinen die Kanten der Leiterbahnen nicht scharf begrenzt, sondern stellen einen Höhenverlauf dar. Zusätzlich zeigt sich, dass der Nadelsensor aufgrund der Messspitzengeometrie vor allem die Gräben zwischen

kleineren Leiterbahnen falsch darstellt. Dieses kann die Ermittlung der Strukturhöhe erschweren, welche nur an separierten Leiterbahnen exakt erfolgen kann. Trotz der angesprochenen Nachteile zeigt sich, dass das erstellte Messsystem auch Strukturen mit großen Höhenunterschieden quantitativ vermessen kann, was für hebelarmbasierte Messsonden aufgrund ihrer ausschließlich in z-Richtung vorliegenden Kraftsensitivität problematisch ist.

Nach dieser topographischen Messung soll nun die Auflösung des Messsystems an kleinen Strukturen untersucht werden. Dazu wurde eine Teststruktur herangezogen, welche aus drei parallelen, jeweils 500 nm breiten Leiterbahnen besteht. Der Abstand der Leiterbahnen zueinander beträgt ebenfalls 500 nm, ihre Höhe ist mit 30 nm spezifiziert. In Abb. 6.10 ist das Ergebnis der Messung an diesen Strukturen wiedergegeben.

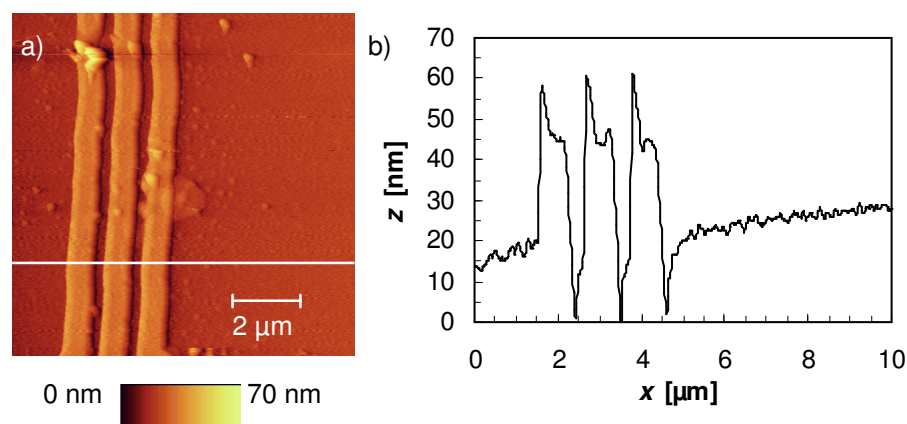


Abb. 6.10: Topographie dreier 500 nm breiter Leiterbahnen. a) Zweidimensionale Aufnahme; b) Linienrastrung des in (a) markierten Bereiches.

In Abb. 6.10a ist eine zweidimensionale Aufnahme der Struktur wiedergegeben. Aus den oben genannten Gründen erscheint der Abstand der Leiterbahnen zueinander geringer als er tatsächlich ist. Die weiß markierte Linie entspricht dem Ort der in Abb. 6.10b dargestellten Linienrastrung. Diese Linienrastrung zeigt einen prinzipiellen Nachteil des erstellten Messaufbaus. Wie in Kapitel 5.2 erwähnt entspricht das aufgenommene Bild nicht der tatsächlichen Topographie, sondern stellt das durch die Regelschleife für den Piezotisch generierte Regelsignal dar. Aufgrund der endlichen Reaktionsgeschwindigkeit des Piezotisches kann dabei eine Abweichung zwischen der tatsächlichen Auslenkung der Piezosteller und des Regelsignals entstehen. Um diese Abweichung möglichst gering zu halten müssen deswegen entweder die Regelparameter

des PI-Reglers erhöht oder die Rastergeschwindigkeit verringert werden. Letzteres ist aufgrund der nachfolgend diskutierten begrenzten Langzeitstabilität des Messaufbaus nur eingeschränkt möglich. Erhöht man dagegen die Geschwindigkeit des Regelkreises, so kommt es gerade bei kleinen Strukturen zu den gezeigten Überschwingern an den Leiterbahnkanten, welche nicht mit der tatsächlichen Probestopographie übereinstimmen. Wird diese Eigenschaft des Messaufbaus berücksichtigt, so kann dennoch aus Abb. 6.10b die mittlere Höhe der Leiterbahnen zu 30 nm bestimmt werden, wobei der Rauschboden in der gezeigten Messung bei unter 5 nm liegt. Im Vergleich zu kommerziellen, im Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik eingesetzten Rasterkraftmikroskopen, welche bei Topographiemessungen einen Rauschboden von kleiner 3 nm bei gleichzeitig nur halb so großem möglichen Messumfang in z-Richtung besitzen, stellt das erzielte Ergebnis also einen sehr guten Wert dar. Die Leistungsfähigkeit des entwickelten Messaufbaus ist auf dem Gebiet der Topographiemessungen also durchaus mit herkömmlichen Rasterkraftmikroskopen vergleichbar.

Als letztes soll nun sowohl die Langzeitstabilität des Rasterkraftmikroskops als auch eine eventuelle Schädigung der Probe durch topographische Messungen untersucht werden. Aufgrund der hohen Federkonstante des Nadelsensors von $k = 10^5$ N/m muss eine sehr genaue Einstellung der Regelparameter erfolgen, um eine Beeinflussung der Probestopographie auszuschließen. Für die nachfolgende Messreihe wurde die gleiche Struktur wie in Abb. 6.10 verwendet. Es wurden nacheinander vier Messungen mit einem Rasterbereich von $10 \times 10 \mu\text{m}^2$ durchgeführt. Mit einer Geschwindigkeit von 0,2 Linien/s ergab sich bei der gewählten Auflösung eine Messdauer von 45 Minuten pro Bild.

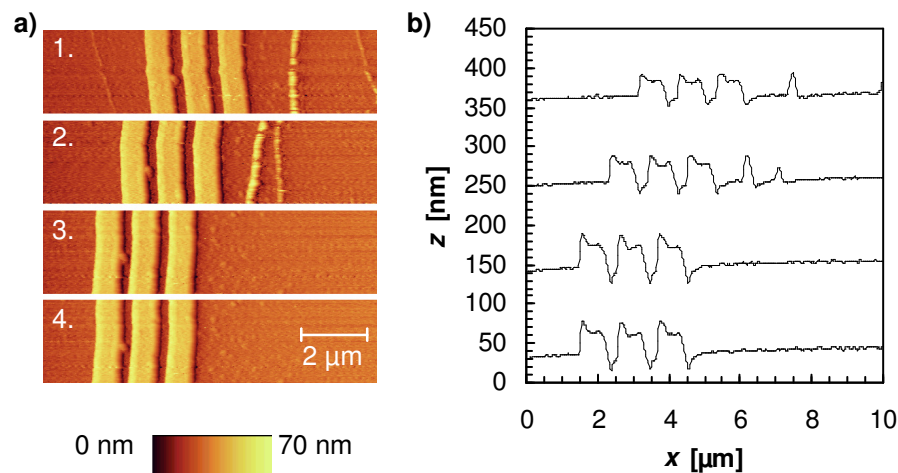


Abb. 6.11: Langzeitmessung an einer 500 nm breiten Struktur. a) Darstellung mehrerer Ausschnitte aus 2-dimensionalen Topographieaufnahmen verschiedener Messungen. b) Ausgewählte Linienrastrungen der Messungen aus (a). Zur besseren Darstellung wurden die einzelnen Linienrastrungen gegeneinander in z-Richtung verschoben.

In Abb. 6.11a sind Bildausschnitte der vier durchgeführten Messungen wiedergegeben, Abb. 6.11b zeigt jeweils eine ausgewählte Linienrastrung der zugehörigen Probentopographie. In allen Aufnahmen sind die drei parallelen Leiterbahnstrukturen zu erkennen, wobei in den ersten zwei Messungen zusätzlich mehrere Verunreinigungen, dargestellt als helle Streifen, erscheinen. Auffällig an dieser Messreihe ist, dass es zu einer zeitlichen Drift während der ersten beiden Messungen kam. Diese ist nicht nur durch einen lateralen Versatz charakterisiert, sondern die Orientierung der Leiterbahnen relativ zu der Rasterrichtung veränderte sich ebenfalls. Der erste Effekt lässt sich dadurch erklären, dass sich erst nach dem zweiten Messdurchgang der Aufbau des Mikroskops im thermischen Gleichgewicht befand. Die Ursache der Orientierungsänderung der Leiterbahnen ist hingegen nicht endgültig geklärt. Möglicherweise befand sich die Elektronik der internen Regelschleife des Piezotisches zu Beginn der Messreihe ebenfalls nicht im thermischen Gleichgewicht. Für diese Annahme spricht auch, dass sich die gemessene Höhe der Leiterbahnen, abzulesen aus den Linienrastrungen aus Abb. 6.11b, während der ersten beiden Messungen verändert hat. Die weitere Analyse der einzelnen Messreihen zeigt, dass nach einer Zeitspanne von 90 Minuten nach Beginn der Messungen keine Drifterscheinungen mehr auftreten. Um quantitative Messungen durchführen zu können, muss also mindestens für diese Zeitdauer das Messsystem im Leerlauf betrieben werden. Reproduzierbare und vor allem quantitative Messungen sind ansonsten nur bedingt möglich.

Die Frage nach einer eventuellen Probenschädigung lässt sich durch Analyse der ausgewählten Linienrasterungen beantworten. Auch hier tritt analog zu Abb. 6.10 ein Überspringen des Regelsignals an den Strukturkanten auf. Nachdem sich das Messsystem während der letzten beiden Messungen im thermischen Gleichgewicht befand können die dazugehörigen Linienrasterungen miteinander verglichen werden. Das Vermessen der Strukturen ergibt, dass es zu keiner Beeinflussung der Probenoberfläche durch die Topographienaufnahme kam. Die Kraft, welche der Nadelsensor im dynamischen Nicht-Kontaktmodus auf die Probe auswirkt, reicht also nicht aus um die Probenoberfläche plastisch zu verformen. Werden also wie im vorliegenden Fall die der Topographiemessung zu Grunde liegenden Messparameter geeignet gewählt, lässt sich eine Probenschädigung ausschließen.

6.3 Strommessungen mit dem Nadelsensor

Heutige integrierte Schaltkreise können nicht mehr allein durch eine externe elektrische Beschaltung getestet werden. Insbesondere die Fehlerlokalisierung in einem defekten Bauteil kann nur noch erfolgen, indem die Signale innerhalb der Schaltung überprüft werden. Unter Verwendung rasterkraftmikroskopischer Verfahren kann dabei sowohl die Strom- als auch die Spannungspfadverfolgung an IC-internen Leiterbahnen zum Einsatz kommen. Das in dieser Arbeit erstellte Messsystem ist unter diesen Gesichtspunkten entwickelt worden. In diesem Unterkapitel soll die Eignung des Messsystems hinsichtlich IC-interner Strommessungen überprüft werden. Zuerst wird das aufgestellte theoretische Modell anhand von Messbeispielen verifiziert. Daran anschließend erstrecken sich Untersuchungen hinsichtlich der Ortsauflösung, der unteren Messbereichsgrenze sowie weiterer Strommessungen beeinflussende Messparameter.

Die Durchführungen von Strommessungen mittels Nadelsensor gestaltet sich nach einem ähnlichen Prinzip wie dasjenige, welches bei Messungen mit konventionellen, hebelarmbasierten Messsonden verwendet wird. Der Nadelsensor wird analog zu Abb. 2.8 in einer konstanten mittleren Höhe über der Probenoberfläche gerastert. Die Rasterung geschieht ohne externe Anregung, sodass im Falle von Strommessungen der Sensor alleine durch das magnetische Wechselfeld des Schaltkreises zum Schwingen

angeregt wird. Eine solche, im Folgenden als passiv bezeichnete, Messmethode birgt mehrere Vorteile. Zum einen reagiert der Nadelsensors ohne zusätzliche elektrische Anregung am empfindlichsten auf äußere, auf ihn angreifende Kräfte, sofern sich diese mit der Resonanzfrequenz des Sensors zeitlich ändern. Zum zweiten wird dadurch das zwischen Messspitze und Probenoberfläche anliegende elektrische Potenzial minimiert, welches bei Strommessungen zu einer Verfälschung des Messergebnisses führen kann [Weber 2002].

Zu Beginn der durchgeführten Strommessungen soll als erstes der theoretische Verlauf nach Abb. 4.3 verifiziert werden. Dazu wurde eine $8\text{ }\mu\text{m}$ breite Leiterbahn mit einem Strom der Stärke $I = 5\text{ mA}$ bei Resonanzfrequenz des Sensors beschaltet. Die Rasterhöhe wurde wie üblich ausgehend von dem höchsten Punkt, nämlich der Leiterbahn, gemessen und betrug während der Strommessung $h = 150\text{ nm}$. Der in Abb. 6.12 gezeigte Messbereich wurde derart gewählt, dass die zu untersuchende Leiterbahn mittig durch den Rasterbereich verlief.

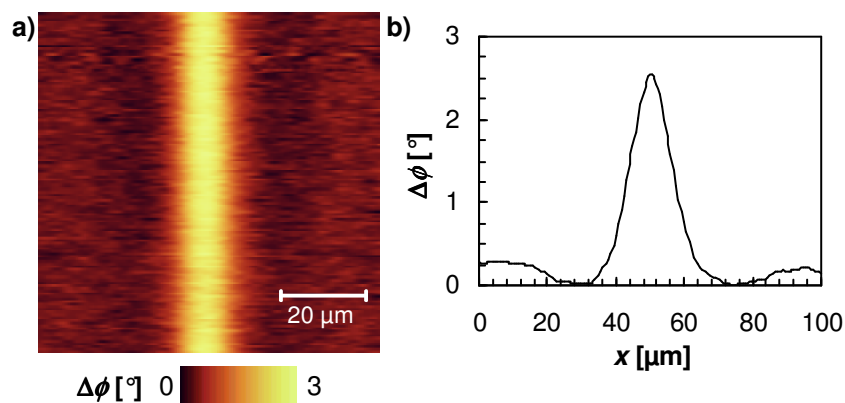


Abb. 6.12: Strommessung an einer $8\text{ }\mu\text{m}$ breiten Leiterbahn. In (a) ist das zweidimensionale Stromkontrastbild der Messung abgebildet, (b) stellt eine Linienraasterung aus (a) dar. Die Linienraasterung wurde über fünf Zeilen des Stromkontrastbildes gemittelt.

Das zweidimensionale Stromkontrastbild der Messung zeigt deutlich einen hellen Kontrast oberhalb der stromführenden Leiterbahn. Zu beiden Seiten der Leiterbahn ist jeweils ein schwach ausgeprägtes Minimum zu erkennen. Eine deutlichere Darstellung dieses Zusammenhangs gibt die Linienraasterung nach Abb. 6.12b wieder, wobei in diesem Diagramm zur Rauschunterdrückung über mehrere Zeilen gemittelt worden ist. Durch diese Mittelung treten die Minima beiderseits der Leiterbahn deutlich hervor. Somit entspricht der Signalverlauf also dem theoretischen Verlauf nach Abb. 4.3 für

den Fall, dass die die Richtungsableitung $\frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial x}$ dominiert. Dieses Messergebnis bestätigt also die Gleichung (4.10) zu Grunde liegende Annahme, dass die zweite Komponente $\frac{\partial F_{z,\text{mag}}}{\partial z}$ vernachlässigbar ist.

Weiterhin kann aus dieser Messung die Ortsauflösung von Strommessungen an 8 μm breiten Leiterbahnen gemäß dem in Kapitel 4.3 geschilderten Verfahren bestimmt werden. Dazu wird die Linienraasterung aus Abb. 6.12b verwendet und in Abb. 6.13 aufgetragen. Dieselbe Linienraasterung wird zusätzlich nochmals in demselben Diagramm aufgetragen, diesmal aber entlang der x -Achse verschoben. Aufgrund des Superpositionsprinzips lässt sich aus diesen beiden Linienraasterungen das Summensignal ermitteln. Die Genauigkeit dieser Messung ist durch die Anzahl der aufgenommenen Bildpunkte pro Linienraasterung begrenzt, welche in dieser Messung bei 128 Bildpunkten lag. Dieses entspricht einem Weg von 0,78 μm .

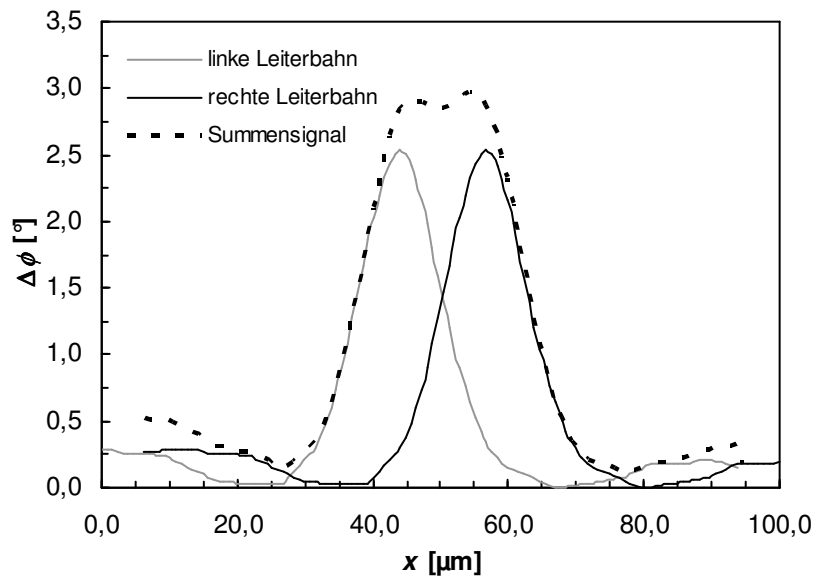


Abb. 6.13: Darstellung der Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Strommessungen. Verwendet wurden die Rohdaten der Linienraasterung aus Abb. 6.12b. Diese Linienraasterung wurde entlang der x -Achse verschoben zweimal aufgetragen. Zusätzlich ist das Summensignal dargestellt. Die Mittelpunkte der zu den jeweiligen Linienraasterungen zugehörigen fiktiven, jeweils 8 μm breiten Leiterbahnen befinden sich an den Positionen $x = 44,1 \mu\text{m}$ beziehungsweise $x = 56,7 \mu\text{m}$.

Nun wird der Abstand der zu beiden Linienraasterungen zugehörigen fiktiven Leiterbahnen zueinander soweit verringert, dass die zu den Leiterbahnen gehörenden

Maxima gerade noch in dem Summensignal sichtbar sind. Bei einem Abstand von $4,6\text{ }\mu\text{m}$ zwischen den Leiterbahnen ist das der Fall. Bei den für die Messreihe in Abb. 6.12 gewählten Messparameter stellt dieses Ergebnis also die Grenze der Ortsauflösung des Messsystems dar und liegt also in derselben Größenordnung wie die in Kapitel 4.3 berechnete Auflösungsgrenze. Somit kann der Nadelsensor nicht die von hebelarmbasierten Messsystemen gezeigte Ortsauflösung von $1\text{ }\mu\text{m}$ erreichen [Weber 2002]. Ein direkter Vergleich dieser beiden Messsysteme gestaltet sich allerdings schwierig, da bei einem hebelarmbasierten System sowohl die Amplituden- als auch die Phaseninformation ausgewertet werden kann. Nur der bei konventionellen Messsonden auftretende Phasensprung des Messsignals direkt oberhalb einer stromdurchflossenen Leiterbahn ermöglicht es, die Signale zweier in diesem Abstand liegender Leiterbahnen zu unterscheiden. Allein unter Verwendung der Amplitudeninformation kann diese Ortsauflösung nicht erreicht werden [Weber 2002]. Im Gegenzug ermöglicht allerdings nur die Auswertung der Amplitudeninformation hebelarmbasierter Messsonden eine qualitative Aussage über die Stromstärke innerhalb der Leiterbahnen. Es lässt sich also festhalten, dass ein hebelarmbasiertes Messsystem zwar eine höhere Ortsauflösung bei Strommessungen bietet, allerdings nur unter Verlust der Möglichkeit die Stromstärken beider Leiterbahnen miteinander Vergleichen zu können. Der Nadelsensor hingegen besitzt eine schlechtere Ortsauflösung, dafür bleibt allerdings die Möglichkeit erhalten aufgrund der Größe des Messsignals die Ströme zweier benachbarter Leitungen qualitativ zu vergleichen.

Nachdem der theoretische Signalverlauf von Strommessungen verifiziert worden ist, soll nun die Abhängigkeit von dem Arbeitsabstand untersucht werden. Die dafür herangezogene Messung wurde an einer $4\text{ }\mu\text{m}$ breiten Leiterbahn durchgeführt, welche bei einem Stromfluss von $I = 5\text{ mA}$ betrieben worden ist. Die Rasterhöhe wurde wiederum auf die Oberfläche der insgesamt 600 nm hohen Leiterbahn bezogen und in dieser Messreihe von $h = 1000\text{ nm}$ in sieben Schritten bis hinunter zu $h = 100\text{ nm}$ variiert. In Abb. 6.14 ist die maximale Signaländerung $\Delta\phi_{\text{max}}$ innerhalb einer Linienrastrung für jede Messhöhe aufgetragen.

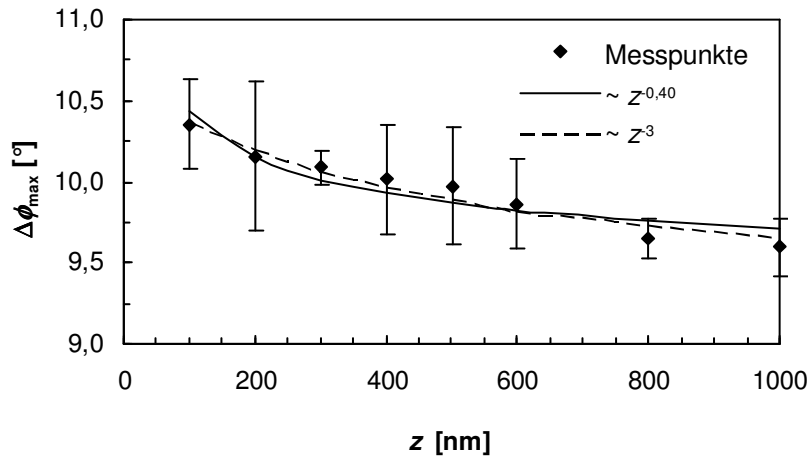


Abb. 6.14: Höhenabhängigkeit der Strommessung an einer 4 μm breiten Leiterbahn. Die einzelnen Messpunkte sind durch eine Kurve mit einer Proportionalität zu $z^{-0,40}$ angenähert. Berücksichtigt man die tatsächliche Position des Ersatzdipols in der Messspitze, so können die Messpunkte durch eine Kurve der Proportionalität zu z^{-3} approximiert werden.

Die einzelnen Messpunkte können nun entsprechend der nach Gleichung (4.11) berechneten Höhenabhängigkeit durch eine Kurve der Proportionalität z^{-3} miteinander verbunden werden, um die Lage h_0 des Schwerpunktes des magnetischen Dipols innerhalb der Messspitze zu bestimmen. Daraus ergibt sich unter Berücksichtigung, dass sich der Strommittelpunkt im Zentrum der Leiterbahn befindet, ein Abstand des magnetischen Dipols vom Messspitzenende von $h_0 = 1,0 \mu\text{m}$. Dieser Wert für h_0 liegt in dem in Kapitel 4.1 angegebenen Wertebereich, und auch die Höhenabhängigkeit in obiger Messreihe entspricht der aus Gleichung (4.11) abzuleitenden Proportionalität. Der Unterschied zu dem in Kapitel 4.3 angenommenen Wert von $h_0 = 6 \mu\text{m}$ ist wahrscheinlich darauf zurückzuführen, dass die tatsächliche Leiterbahngeometrie und somit die Stromdichteverteilung innerhalb der Leiterbahn nicht berücksichtigt worden ist. Des Weiteren stellt das magnetische Dipolmodell der Magnetisierung der Messspitze auch nur eine Abschätzung der realen magnetischen Beschichtung der gesamten Messsonde dar, welches auch zu Ungenauigkeiten in der Bestimmung der Lage des Ersatzdipols führen wird.

Zur weiteren Abschätzung der sich ergebenden Höhenabhängigkeit und somit einzustellenden Rasterhöhe während Strommessungen ist allerdings auch der Bezug auf das tatsächliche Messspitzenende interessant. Wird zur Reichweitenbestimmung der physikalische Arbeitsabstand h zwischen Messspitze und Probenoberfläche verwendet,

so ergibt sich die Proportionalität der Höhenabhängigkeit zu $z^{-0,40}$. Die Bedeutung dieses Ergebnisses liegt darin, dass der für Strommessungen einzustellende Arbeitsabstand einen eher unkritischen Faktor darstellt, da der in diesem Kapitel verwendete Abstand h stets wesentlich kleiner ist als h_0 . Somit wird eine Änderung der Messhöhe, zum Beispiel aufgrund von Drifterscheinungen, selbst während einer Messung nur unwesentliche Auswirkung auf das Messergebnis haben.

Als letztes kann aus der Messreihe nach Abb. 6.14 auf den Einfluss des Arbeitsabstandes auf die untere Messbereichsgrenze, also den minimal detektierbaren Strom, geschlossen werden. Da $\Delta\phi_{\max}$ bei dem gewählten Strom zu kleineren Arbeitsabständen hin ansteigt ist eine möglichst geringe Rasterhöhe während Strommessungen einzustellen. Dem entgegen steht die Tatsache, dass es nach Abb. 6.3 bei Abständen unter $h = 150$ nm zu einer Verschiebung des Resonanzverhaltens des Nadelsensors kommt. Dieser Arbeitsabstand ist somit als unterer Grenzwert für Strommessungen anzusehen. Darüber hinaus ist die tatsächliche Wahl des Arbeitsabstandes aufgrund der langreichweitigen, magnetischen Kräfte eher unkritisch. So wird später in den Beispielen nach Kapitel 7 gezeigt werden, dass selbst in Arbeitsabständen von mehreren Mikrometern noch zuverlässige Strompfadverfolgungen entlang Leiterbahnen möglich sind.

Als weiterer Punkt dieses Unterkapitels soll die untere Messbereichsgrenze des Messsystems selbst untersucht werden. Dazu wurde eine $4\text{ }\mu\text{m}$ breite Leiterbahn mit einem Strom variabler Größe beaufschlagt. Die Rasterhöhe betrug in jeder Messung $h = 150$ nm. Das in Abb. 6.15 dargestellte Diagramm zeigt das Ergebnis dieser Messung. Wiederum wurde die maximale Änderung $\Delta\phi_{\max}$ des Messsignales in jeder Linienrasterung aufgetragen und der betreffenden Stromstärke zugeordnet. Der durch die Teststruktur fließende Strom wurde in drei Schritten, bei 1 mA beginnend, bis hinunter zu $100\text{ }\mu\text{A}$ variiert.

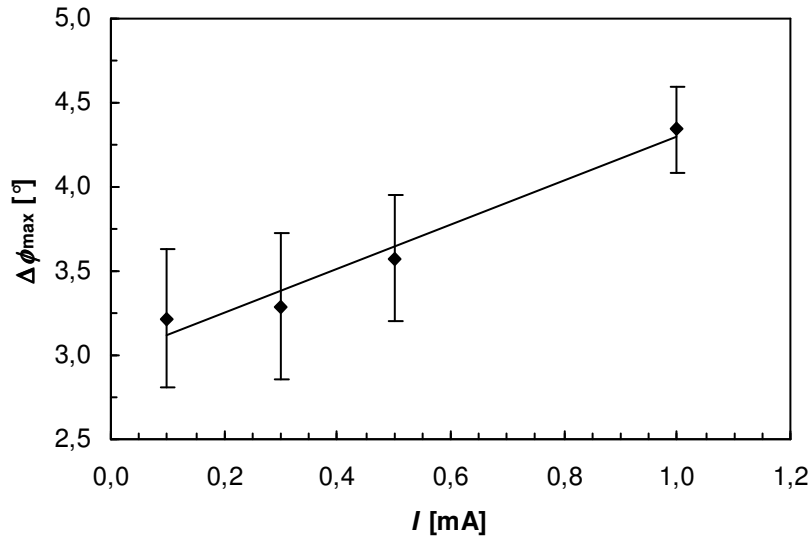


Abb. 6.15: Abhängigkeit des Messsignals $\Delta\phi_{\max}$ von der Stromstärke einer $4\text{ }\mu\text{m}$ breiten, stromführenden Leiterbahn.

In diesem Diagramm fällt auf, dass eine annähernd lineare Abhängigkeit zwischen dem Phasensignal $\Delta\phi_{\max}$ und der die Leiterbahn durchfließenden Stromstärke vorliegt. Diese lineare Abhängigkeit entspricht dem theoretischen Verlauf nach Gleichung (4.10). Weiterhin konnten Stromstärken bis hinunter zu $100\text{ }\mu\text{A}$ nachgewiesen werden. Diskutiert man weiterhin die Stromauflösung auf Grundlage der Definition nach Kapitel 4.3, so ist die untere Messbereichsgrenze des Messsystems allerdings schon bei $300\text{ }\mu\text{A}$ erreicht, da aufgrund der hohen Messgenauigkeit die Messpunkte für $100\text{ }\mu\text{A}$ beziehungsweise $300\text{ }\mu\text{A}$ nicht mehr eindeutig voneinander unterschieden werden können. Verglichen mit einem hebelarmbasierten System ist somit der Wert der minimal detektierbaren Stromstärke dieses Messsystems um zwei Größenordnungen schlechter [Weber 2002]. Die Ursache dafür liegt wahrscheinlich darin, dass mit einem hebelarmbasierten System aufgrund der bis zu 100-fach größeren Schwingungsamplitude des Sensors im Gegensatz zum Nadelsensor die Richtungsableitung $dF_{z,\text{mag}}/dz$ gemessen wird [siehe auch Weber 2002]. Im Gegensatz zu der Richtungsableitung $dF_{z,\text{mag}}/dx$, welche der Nadelsensor misst, ergibt sich aufgrund der größeren Schwingungsamplitude eines Hebelarms auch ein größerer Anteil dieser Richtungsableitung, welches erlaubt kleinere Stromstärken zu messen.

Ein weiterer zu betrachtender Aspekt der Messung nach Abb. 6.15 liegt in dem angenäherten Kurvenverlauf. Nach der Theorie muss sich eine Ursprungsgerade der Stromempfindlichkeit ausbilden. Warum dieses Verhalten in der Messung nach Abb.

6.15 nicht vorliegt kann nicht endgültig beurteilt werden. Zur Diskussion stehen jedoch zwei Lösungsansätze. Eine Möglichkeit besteht darin, dass es trotz des gewählten Arbeitsabstandes von $h = 150 \text{ nm}$ zu einer Beeinflussung der Messung durch die Probentopographie kam. Es ist allerdings auch möglich, dass durch die in Kapitel 5.2 beschriebene elektrische Beschaltung des Messaufbaus auch eine Potentialdifferenz zwischen Leiterbahn und Messsonde vorlag. Wie in dem nächsten Kapitel gezeigt werden wird bietet der Nadelsensor selbst im Falle passiver Spannungsmessungen eine hohe Sensitivität gegenüber Wechselspannungen, sodass eine Überlagerung von einer Strom- mit einer Spannungsmessung stattgefunden haben könnte.

Schließlich kann die Messreihe aus Abb. 6.15 noch zur Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Strommessungen an $4 \text{ }\mu\text{m}$ breiten Leiterbahnen verwendet werden. Dieses findet analog zu Kapitel 4.3 als auch zu Abb. 6.13 statt. Zur Bestimmung der Ortsauflösung wurden die Linienrasterungen der Strommessung bei 1 mA Probenstrom verwendet. Abb. 6.16 zeigt das Verfahren zur Bestimmung der Ortsauflösung. Die Schrittweite der Messpunkterfassung lag bei diesen Linienrasterungen bei 310 nm .

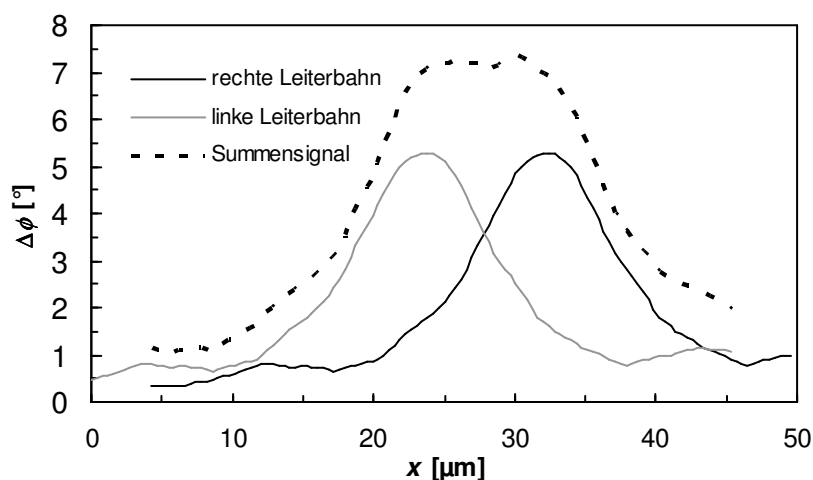


Abb. 6.16: Darstellung der Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Strommessungen. Verwendet wurden die Rohdaten der Linienrasterung aus Abb. 6.15. Diese Linienrasterung wurde entlang der x -Achse verschoben zweimal aufgetragen. Zusätzlich ist das Summensignal dargestellt. Die Mittelpunkte der zu den jeweiligen Linienrasterungen zugehörigen fiktiven, jeweils $4 \text{ }\mu\text{m}$ breiten Leiterbahnen befinden sich an den Positionen $x = 24,1 \text{ }\mu\text{m}$ beziehungsweise $x = 32,1 \text{ }\mu\text{m}$.

Auch diesmal wird angenommen, dass zwei fiktive Leiterbahnen mit dem gleichen Strom beaufschlagt werden. Die zu dem 1 mA Messpunkt aus Abb. 6.15 gehörende

Linienrasterung wird jeweils diesen beiden Leiterbahnen zugeordnet. Verringert man den Abstand der Leiterbahnen zueinander auf $4\text{ }\mu\text{m}$, so sind die beiden Maxima im Summensignal gerade noch sichtbar (siehe Abb. 6.16). Bei den für die Messreihe in Abb. 6.15 gewählten Messparameter stellt dieses Ergebnis also die Grenze der Ortsauflösung des Messsystems dar. Vergleicht man dieses Ergebnis sowohl mit denen aus Kapitel 4.3 beziehungsweise aus Abb. 6.13 so fällt auf, dass im Mittel eine Ortsauflösung von Strommessungen von $4,3\text{ }\mu\text{m}$ bei einer verwendeten Rasterhöhe von $h = 150\text{ nm}$ erhalten wird. Somit lassen die Ergebnisse den Schluss zu, dass das entwickelte Messsystem bei gleicher Rasterhöhe unabhängig von der Strukturbreite die gleiche Ortsauflösung für Strommessungen bereitstellt.

Mit der Betrachtung der Ortsauflösung des entwickelten Messsystems soll die Charakterisierung der mit dem Nadelsensor durchgeführten Strommessungen beendet werden. Das nächste Unterkapitel befasst sich mit der Charakterisierung des Messsystems hinsichtlich Spannungsmessungen an Leiterbahnen integrierter Schaltungen.

6.4 Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor

In diesem Kapitel wird die Eignung des Nadelsensors für Spannungsmessungen untersucht. Ausgehend von Kapitel 4.2 sollen die theoretischen Überlegungen zu Spannungsmessungen verifiziert werden. Die Einsetzbarkeit des Messsystems wird sowohl für die aktive als auch die passive Beschaltung des Nadelsensors überprüft werden. Wie in Kapitel 5.2 beschrieben wird bei passiver Beschaltung der Eingang des Nadelsensors nicht beschaltet, so dass der Sensor allein durch die angreifenden elektrischen Kräfte zum schwingen angeregt wird. Bei der aktiven Beschaltung hingegen wird der Nadelsensor durch ein elektrisches Signal angeregt, welches auf das zu messende Signal abgestimmt werden muss. Welche Messparameter bei aktiver Beschaltung eingestellt werden müssen, um möglichst kleine Spannungen messen zu können, wird in Anlehnung an die Theorie in mehreren Grundlagenmessungen erarbeitet werden.

Zuerst soll die Eignung des Nadelsensors für Spannungsmessungen bei passiver Beschaltung untersucht werden. Dieser Messaufbau bietet mehrere Vorteile. Zum einen

sind Spannungsmessungen an integrierten Schaltungen auch ohne Kenntnis der Phasenlage des zu messenden Signals möglich. Gerade bei komplexen Schaltkreisen mit Filterschaltungen, welche eine Phasenverschiebung des sie durchlaufenden Signals verursachen, können somit vergleichende Messungen an verschiedenen Stellen des IC's durchgeführt werden. Zum anderen ist eine Beeinflussung der integrierten Schaltung durch den Nadelsensor unwahrscheinlich, denn aufgrund des an der Messspitze anliegenden niedrigen Potentials ist die elektrische Feldstärke zwischen Messpunkt und Messspitze um mehrere Größenordnungen kleiner als diejenige bei aktiven Spannungsmessungen.

Aufgrund des fehlenden Gleichspannungsanteils an der Messspitze wären nach Gleichung (4.21) keine Spannungsmessungen bei der auch in diesem Falle verwendeten einfachen Resonanzfrequenz ω möglich. In der Praxis ist allerdings die Messspitzenspannung von dem Massepotential verschieden. Dies liegt in dem Aufbau des Messsystems begründet. So ist es nicht möglich, einen zentralen Bezugspunkt als Masse für die elektrische Beschaltung zu definieren. Dadurch stellt sich eine leichte Verschiebung des Bezugspotenziales des Lock-In-Verstärkers zu der Spannungsversorgung für die zu untersuchenden Probe ein, welche im Bereich von typischerweise $U_{DC} = 2 \text{ mV}$ liegt. Diese leichte Verschiebung des Bezugspotenziales ist ausreichend, um passive Spannungsmessungen durchführen zu können. In Abb. 6.17 ist beispielhaft solch eine Spannungsmessung gezeigt. Die zu untersuchende Probe stellte eine $4 \mu\text{m}$ breite Leiterbahn dar, welche mit einer Wechselspannung bei Resonanzfrequenz des Nadelsensors beaufschlagt wurde. Der Betrag der Spannungsamplitude betrug $U_P = 500 \text{ mV}$, die Kantenlänge der gezeigten Spannungsmessung war $50 \mu\text{m}$, die Rasterhöhe betrug $h = 200 \text{ nm}$.

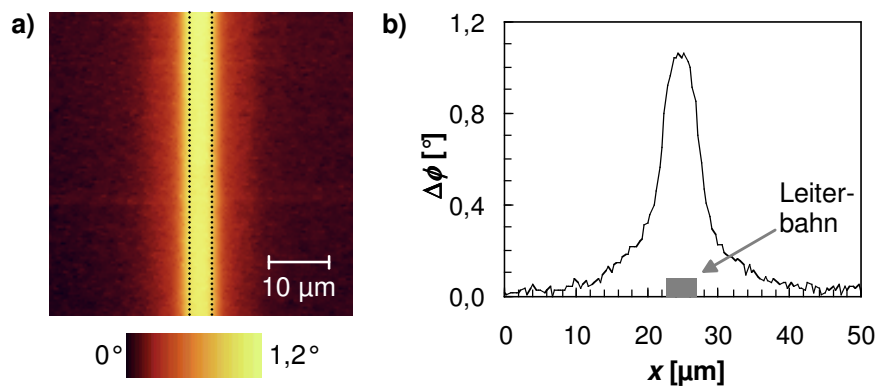


Abb. 6.17: Passive Spannungsmessung an einer $4\text{ }\mu\text{m}$ breiten Leiterbahn. a) Zweidimensionales Spannungskontrastbild des Messsignals $\Delta\phi$. Die Kontur der spannungsführenden Leiterbahn ist gestrichelt eingezeichnet. b) Darstellung einer Linienraasterung über der Leiterbahn.

In der in Abb. 6.17a gezeigten zweidimensionalen Verteilungsfunktion des Messsignals $\Delta\phi$ stellt der helle Kontrast die Änderung des Messsignals, hervorgerufen durch die Spannungsdifferenz zwischen Messspitze und Leiterbahn, dar. Es zeigt sich, dass diese Signaländerung nicht auf den Bereich der Leiterbahn begrenzt ist. Vielmehr kommt es schon in einer lateralen Entfernung von einigen Mikrometern zu einem Signalanstieg. In Anlehnung an die Simulation gemäß Abb. 4.8 ist hierfür sowohl der Kegelstumpf der Messspitze als auch der unter dem Nadelsensor befestigte Hebelarm verantwortlich. Nach der Simulation des elektrischen Kraftverlaufs in Abb. 4.8 wird das elektrische Feld somit auch in einem Abstand von mehreren Mikrometern abseits der Leiterbahn gemessen. Dieses Verhalten ist auch in Abb. 6.17b erkennbar, welche eine Linienraasterung über der spannungsführenden Leiterbahn darstellt. Entsprechend dieser Linienraasterung ist das elektrische Feld der Leiterbahn selbst in einem lateralen Abstand von $10\text{ }\mu\text{m}$ detektierbar. Dieses deckt sich wiederum mit Abb. 4.8 wenn man die Tatsache berücksichtigt, dass in obiger Messung die Rasterhöhe h viermal so hoch war wie in der Simulation der auf den Nadelsensor wirkenden elektrischen Kraft angenommen. Dadurch nimmt der Einfluss des Messspitzenendes relativ zum Messspitzenstumpf ab, wodurch die Messkurve in Abb. 6.17b einen flacheren Abfall zum Messbereichsende hin aufweist.

Auch für diese Messung lässt sich die Ortsauflösung gemäß der in Kapitel 4.3 geschilderten Definition berechnen. Das Ergebnis ist in Abb. 6.18 dargestellt, die Vorgehensweise entspricht der der in Kapitel 6.3 für Strommessungen verwendeten,

wobei die einzelnen Messpunkte der verwendeten Linienraasterung mit einer Schrittweite von 390 nm erfasst wurden.

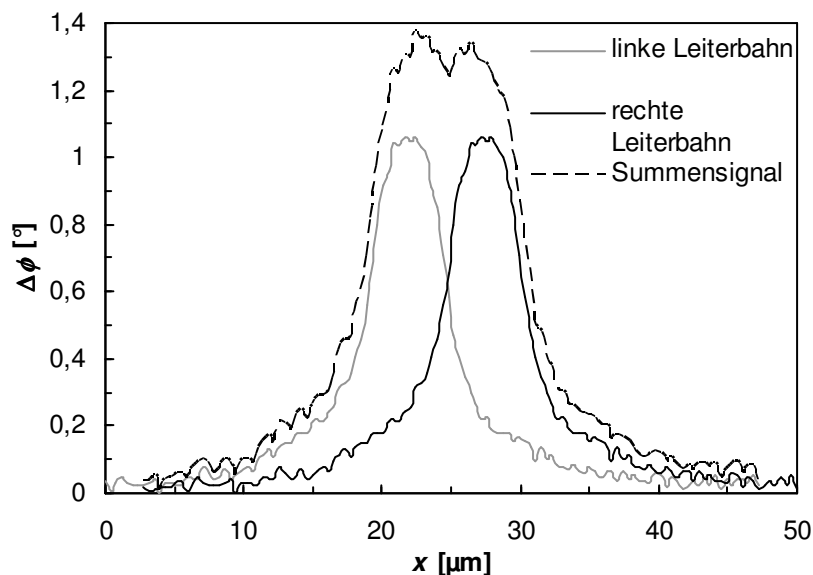


Abb. 6.18: Darstellung der Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Spannungsmessungen. Verwendet wurden die Rohdaten aus Abb. 6.17. Gezeigt sind die Linienraasterungen zweier fiktiver Leiterbahnen mit gleicher anliegender Spannung sowie das berechnete Summensignal. Die Mittelpunkte der jeweils 4 μm breiten Leiterbahnen befinden sich an den Positionen $x = 22 \mu\text{m}$ beziehungsweise $x = 27,5 \mu\text{m}$.

In Abb. 6.18 ist der Fall dargestellt, dass sich die einzelnen Signalverläufe der Leiterbahnen in dem Summensignal noch unterscheiden lassen. Daraus resultiert, unter Berücksichtigung der verwendeten Strukturbreite und Rasterhöhe, dass sich zwei 4 μm breite Leiterbahnen mit einem Abstand von 1,5 μm in einem Spannungskontrastbild noch auflösen lassen. Für die gewählte Rasterhöhe stellt dieser Wert also die Auflösungsgrenze des Messsystems bei Spannungsmessungen dar.

Um die Nachteile, welche sich durch diese geringe Ortsauflösung ergeben können, aufzuzeigen, wurden im Folgenden drei parallele, in einem Abstand von 2 μm zueinander verlaufende Leiterbahnen zeitlich hintereinander abwechselnd beschaltet. In Anlehnung an die vorherige Messung ist in Abb. 6.19 ebenso das zweidimensionale Spannungskontrastbild, diesmal in Abhängigkeit der Zeit, wie auch die zugehörigen Linienraasterungen gezeigt. Die Teststruktur bestand aus jeweils 2 μm breiten Leiterbahnen, welche nacheinander, von links beginnend, mit einer Spannung von 500 mV beschaltet wurden. Im weiteren Verlauf wurden die linke und die rechte Leiterbahn sowie die mittlere und die rechte Leiterbahn gleichzeitig beschaltet. Damit

eine eventuelle zeitliche Drift der Höheneinstellung während der Messung das Messergebnis nicht verfälschen konnte, und um die unzureichende Ortsauflösung bei großen Messspitzen-Probenabständen zu demonstrieren, wurde eine Rasterhöhe von 500 nm eingestellt. Auch diesmal wurde die Spannungsmessung in passiver Beschaltung des Nadelsensors durchgeführt.

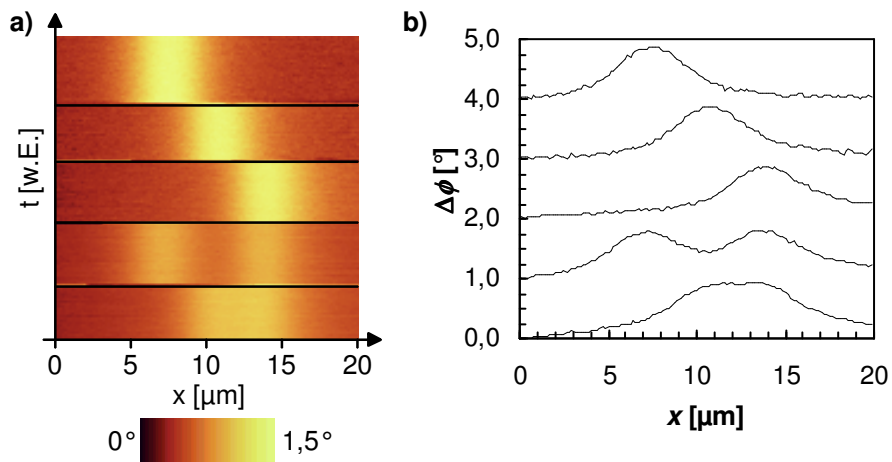


Abb. 6.19: Spannungsmessung an einer aus drei parallelen, 2 μm breiten Leiterbahnen abwechselnder Beschaltung. a) Zeitabhängiges Spannungskontrastbild von $\Delta\phi$ und (b) Linienrasterungen aus den dazugehörigen Bereichen. Zur besseren Darstellung wurden die einzelnen Linienrasterungen gegeneinander verschoben.

Sowohl in Abb. 6.19a als auch in den Linienrasterungen nach Abb. 6.19b ist die Lage der spannungsführenden Leiterbahn bei einzelner Beschaltung deutlich erkennbar. Bei gleichzeitiger Beschaltung zweier benachbarter Leiterbahnen können diese allerdings nicht mehr voneinander unterschieden werden. Es stellt sich also heraus, dass selbst bei Strukturabständen von 2 μm ein Messspitzen-Probenabstand von 500 nm nicht mehr die erforderliche Ortsauflösung bietet.

Zum Abschluss der Untersuchungen der Spannungsmessung unter passiver Beschaltung des Nadelsensors soll die untere Messbereichsgrenze des Messsystems ermittelt werden. Ausgehend von derselben Struktur wie in der vorherigen Messung wurde die mittlere Leiterbahn in zeitlicher Abfolge mit Spannungen unterschiedlichen Betrages, beginnend mit 5 mV bis herunter zu 500 μV , beschaltet. Das Ergebnis dieser Messreihe, welche in einer Rasterhöhe von $h = 200$ nm aufgenommen wurde, ist in Abb. 6.20 zu sehen.

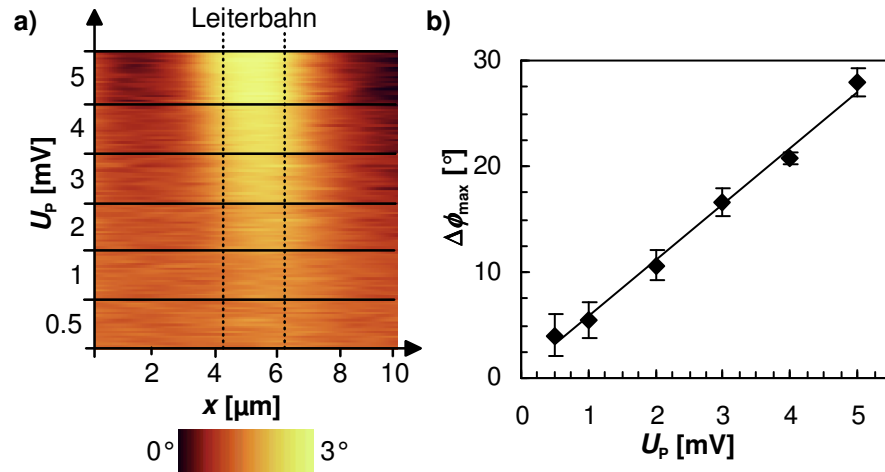


Abb. 6.20: Spannungsmessungen unter passiver Beschaltung des Nadelsensors. a) Spannungskontrastbild von $\Delta\phi$ mit unterschiedlichen Probenspannungen, b) maximale Änderung des Ausgangssignals $\Delta\phi$ aufgetragen über der Probenspannung U_P .

Wiederum ist in Abb. 6.20a das zweidimensionale Spannungskontrastbild, diesmal für variable Probenspannungen, wiedergegeben. Die maximale Signaländerung von $\Delta\phi$ ist auch in dieser Messreihe im Wesentlichen auf den Bereich der spannungsführenden Leiterbahn beschränkt. Ausgehend von einer Probenspannung von $U_P = 5 \text{ mV}$ nimmt die Signalstärke kontinuierlich bis zu einer Spannung von $U_P = 0,5 \text{ mV}$ ab. In Abb. 6.20b fällt als erstes auf, dass der Theorie nach Gleichung (4.21) entsprechend ein nahezu linearer Zusammenhang zwischen dem Messsignal $\Delta\phi$ und der anliegenden Probenspannung U_P vorliegt. Weiterhin ist auch hier eine Änderung des Messsignals bis hinunter zu einer Probenspannung von $500 \mu\text{V}$ erkennbar. Allerdings steigt die Messungenauigkeit zu kleineren Probenspannungen hin an. Bei einer Probenspannung von $500 \mu\text{V}$ ist die Standardabweichung des Messsignals in etwa so groß wie der Unterschied der Messsignale $\Delta\phi_{\text{max}}$ zwischen 1 mV und $500 \mu\text{V}$ Probenspannung. Gemäß der Definition nach Kapitel 4.3 stellt eine Probenspannung von $500 \mu\text{V}$ somit die untere Messbereichsgrenze des Systems für passive Spannungsmessungen dar. Verglichen mit konventionellen, hebelarmbasierten Messtechniken können mit dem Nadelsensor somit Spannungen gemessen werden, die mehr als eine Größenordnung geringer sind [Behnke 2002].

Auch für diese Messreihe kann die Ortsauflösung berechnet werden, um in Zusammenhang mit Abb. 6.18 zu bewerten, ob die Ortsauflösung bei Spannungsmessungen eine Abhängigkeit von der Strukturbreite zeigt. Die Bestimmung

der Ortsauflösung aus Abb. 6.20 ist in Abb. 6.21 dargestellt. Verwendet wurde dazu die Messreihe für eine anliegende Spannung von 5 mV, in welcher die einzelnen Messpunkte mit einer Schrittweite von 78 nm erfasst worden sind.

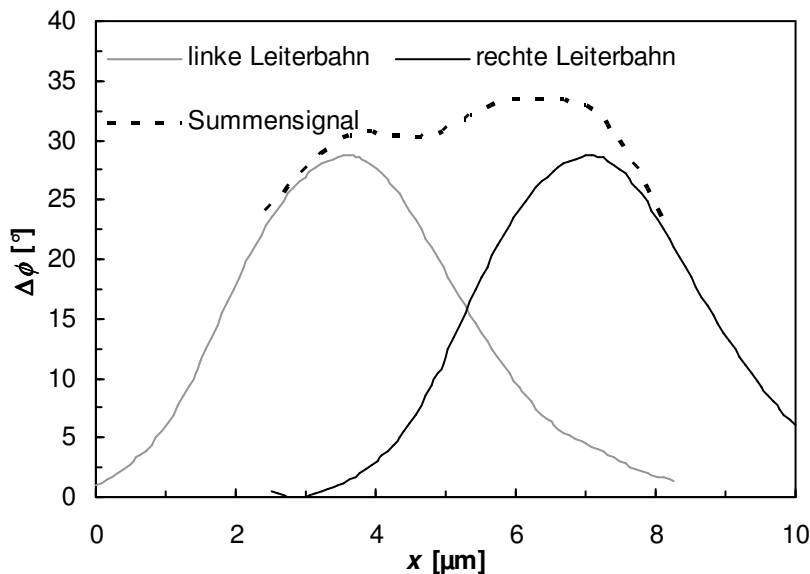


Abb. 6.21: Darstellung der Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Spannungsmessungen. Verwendet wurden die Rohdaten der 5 mV Messreihe aus Abb. 6.20. Gezeigt sind die Linienrasterungen zweier Leiterbahnen mit gleicher anliegender Spannung sowie das berechnete Summensignal. Die Mittelpunkte der fiktiven, jeweils 2 μm breiten Leiterbahnen befinden sich an den Positionen $x = 3,6 \mu\text{m}$ beziehungsweise $x = 7,1 \mu\text{m}$.

Nach dem schon beschriebenen Verfahren wurden die Leiterbahnen so nah zueinander angenähert, dass die einzelnen Maxima im Summensignal noch unterschieden werden können. Ebenso wie in der vorherigen Bestimmung der Ortsauflösung stellt sich somit ein Leiterbahnabstand von 1,5 μm ein. Daraus folgt, dass analog zu der Ortsauflösung bei Strommessungen keine Abhängigkeit von der Strukturgröße vorliegt, und die Ortsauflösung bei einer Rasterhöhe von $h = 200 \text{ nm}$ zu 1,5 μm angegeben werden kann.

Um noch kleinere Spannungen messen zu können ist es notwendig, von der passiven zur aktiven Beschaltung des Nadelsensors überzugehen. Dieses bietet die Möglichkeit, dass nun weitere Parameter die erreichbare Auflösung zu kleineren Spannungen hin verbessern können. Nach Gleichung (4.21) sind das im Wesentlichen die Eingangsspannung U_e des Nadelsensors, welche im Falle der aktiven Beschaltung gleichzeitig die Messspitzenspannung U_s darstellt (siehe Abb. 5.4), ein in dieser Spannung enthaltener Gleichspannungsanteil U_{DC} sowie der Phasenbezug der

Messspitzenspannung relativ zur Phase der Probenspannung $\Delta\phi_{SP}$. Als erstes soll die Eingangsspannung des Nadelsensors untersucht werden.

Wie schon in den Grundlagen nach Kapitel 4.2 diskutiert, muss die Messspitzenspannung zum Erreichen einer hohen Spannungsempfindlichkeit möglichst groß gewählt werden. Dieser Aussage steht entgegen, dass die Anregungsspannung U_e des Nadelsensors möglichst klein sein muss, damit externe Kräfte zu einer Verstimmung der Resonanzfrequenz des Nadelsensors führen können. Um eine Aussage über den für Spannungsmessungen zu wählenden Versorgungsspannungsbereich treffen zu können, wurde während einer Spannungsmessung die Eingangsspannung des Nadelsensors variiert. Diese Spannungsmessung wurde an einer $4\text{ }\mu\text{m}$ breiten Leiterbahn mit einer konstanten Probenspannung von $U_P = 100\text{ mV}$ durchgeführt. In Abb. 6.22 ist als Ergebnis sowohl die maximale Änderung der Ausgangsspannung des Nadelsensors als auch die maximale Phasenänderung einer Linienrasterung über der Eingangsspannung des Sensors aufgetragen. Die Eingangsspannung wurde während der Messung in einem Bereich von $50\text{ }\mu\text{V} \leq U_e \leq 500\text{ }\mu\text{V}$ variiert.

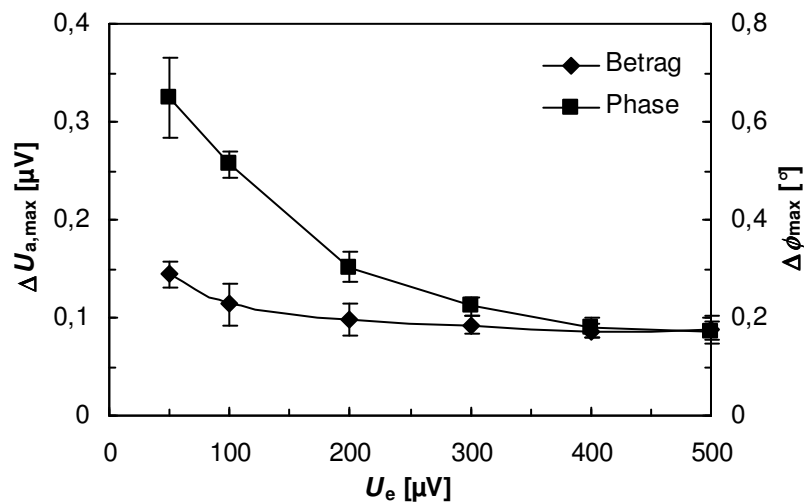


Abb. 6.22: Darstellung der Ausgangssignale $\Delta U_{a,\max}$ sowie $\Delta \phi_{\max}$ in Abhängigkeit der Eingangsspannung U_e . Die Probenspannung wurde während der Messung zu $U_P = 100\text{ mV}$ konstant gehalten.

Bei kleineren Eingangsspannungen U_e des Nadelsensors reagieren sowohl der Betrag der Amplitude als auch die Phase des Ausgangssignals U_a sensitiver auf die durch die Spannungsdifferenz $U_S - U_P$ verursachten elektrischen Kräfte. Wie in Kapitel 3.2

diskutiert zeigt dabei die Phaseninformation eine deutlich sensitivere Kraftabhängigkeit zu den auf den Nadelsensor einwirkenden Kräften. Bis hinunter zu einer Eingangsspannung von $100\ \mu\text{V}$ bleibt die Steigung der Kurve des Amplitudensignals weitgehend konstant. Die Phaseninformation reagiert dagegen schon bei Eingangsspannungen von unter $300\ \mu\text{V}$ sensitiver auf Spannungsdifferenzen zwischen Messspitze und Probe, wobei die Empfindlichkeitssteigerung mit kleiner werdender Eingangsspannung überproportional zunimmt. Allerdings steigt auch das Rauschen in dem Ausgangssignal mit Verringerung der Eingangsspannungen an, welches für die minimal detektierbare Spannung des Messsystems unter passiver Beschaltung des Nadelsensors der begrenzende Faktor war. Der Betrag der Eingangsspannung muss also derart gewählt werden, dass der Empfindlichkeitsgewinn bei Spannungsmessungen größer ist als die Steigerung des Rauschanteils im Ausgangssignal des Nadelsensors. In obiger Messung ist diese Bedingung für Eingangsspannungen von $U_e \approx 100\ \mu\text{V}$ gegeben. Da dieses allerdings ein sensortypischer Wert ist, wird im Folgenden für Spannungsmessungen der Betrag der Eingangsspannung des Nadelsensors zu $10\ \mu\text{V} \leq U_e \leq 100\ \mu\text{V}$ gewählt.

Als nächstes soll untersucht werden, in wieweit der Gleichspannungsanteil U_{DC} einen Einfluss auf Spannungsmessungen mit dem Nadelsensor hat. Für diese Messreihe wurde die zuvor gewählte Struktur mit einer Spannung von $100\ \text{mV}$ bei Resonanzfrequenz des Nadelsensors beschaltet. Der Betrag der Eingangsspannung betrug $U_e = 100\ \mu\text{V}$. Der an den Nadelsensor angelegte Gleichspannungsanteil U_{DC} wurde in sechs Schritten, von $5\ \text{V}$ beginnend, bis $30\ \text{V}$ verändert. In Abb. 6.23 ist die maximale Änderung des Phasensignals $\Delta\phi_{\text{max}}$ über den Gleichspannungsanteil U_{DC} aufgetragen.

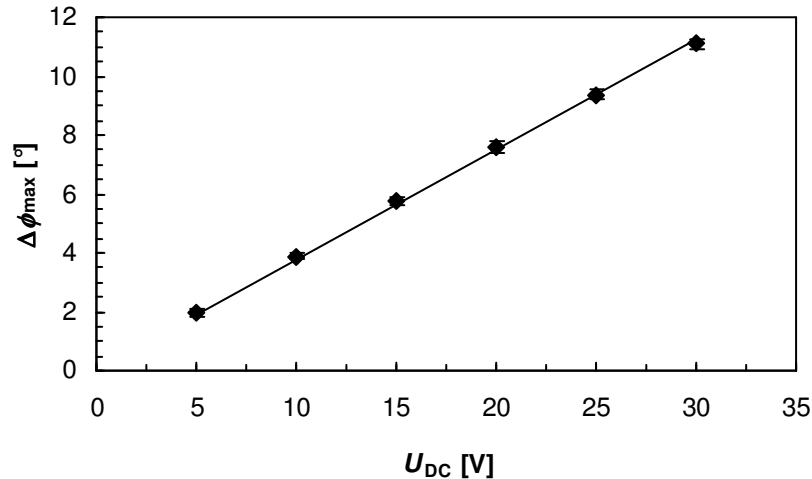


Abb. 6.23: Darstellung der Abhängigkeit der maximalen Signaländerung $\Delta\phi_{max}$ von dem Gleichspannungsanteil U_{DC} .

Auch in dieser Messreihe stellt sich der erwartete lineare Zusammenhang zwischen $\Delta\phi_{max}$ und dem Gleichspannungsanteil ein, so dass die Spannungsempfindlichkeit des Messsystems proportional zu U_{DC} steigt. In der Praxis ist U_{DC} nur durch den Messaufbau begrenzt, sodass Gleichspannungsanteile von $U_{DC} \leq 30$ V an die Messspitze angelegt werden können. Allerdings besteht bei derart hohen Potenzialen die Gefahr, dass es im Falle des Kontakts zwischen Messspitze und Probenoberfläche während einer Spannungsmessung zur Probenschädigung sowie der Zerstörung des Nadelsensors kommen kann. Zur Vermeidung solch eines Kontaktes ist somit eine genaue Einstellung der Rasterhöhe zwingend notwendig. Bei Strukturen mit ausgeprägter Topographie ist deshalb die mittlere Rasterhöhe zu vergrößern. Wie später gezeigt, wird der Empfindlichkeitsverlust aufgrund des vergrößerten Messabstands zwischen Messspitze und Probenoberfläche durch die Möglichkeit aufgewogen, einen hohen Gleichspannungsanteil U_{DC} an die Messspitze anlegen zu können.

Als dritter und letzter die Empfindlichkeit und somit auch untere Messbereichsgrenze von Spannungsmessungen beeinflussender Parameter soll schließlich der Phasenversatz ϕ_{SP} zwischen der an der Messspitze anliegenden Spannung U_S und der Probenspannung U_P untersucht werden. Bei gleicher Probenbeschaltung wie in den vorangegangenen Messungen wurden die Messparameter $U_P = 100$ mV sowie $U_S = 100$ μ V mit $U_{DC} = 30$ V konstant gehalten. Lediglich der Phasenbezug ϕ_{SP} wurde während der Messung in Schritten von 15° variiert.

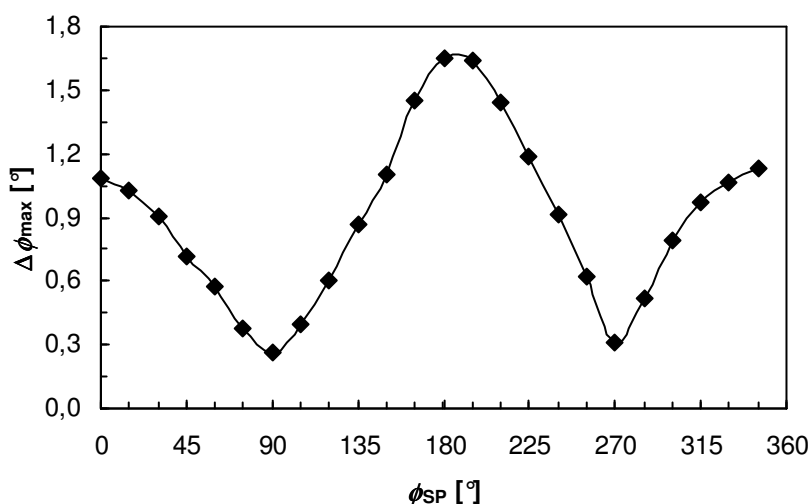


Abb. 6.24: Darstellung der Abhängigkeit des Ausgangssignals $\Delta\phi_{max}$ von dem Phasenbezug ϕ_{SP} zwischen der Spannung U_S und U_P .

Analog zu der Simulation dieses Zusammenhangs in Abb. 4.11 entspricht der Verlauf der in Abb. 6.24 gezeigten Messung dem Betrag einer Kosinusfunktion. Dadurch bildet sich bei einem Phasenbezug von $\phi_{SP} = 180^\circ$ ein absolutes Maximum aus. Wieso dieses Maximum trotz des großen Verhältnisses der Probenspannung U_P zu der Spitzenspannung U_S so viel stärker ausgeprägt ist als das relative Maximum bei $\phi_{SP} = 0^\circ$ ist unklar. Der Simulation zufolge müssen sich diese beiden Maxima in dem Kurvenverlauf aus Abb. 6.24 für große Verhältnisse $U_P:U_S$ angleichen. Der Messparameter ϕ_{SP} stellt jedenfalls ein wichtiges Kriterium für die Spannungsempfindlichkeit des Messsystems bei aktiver Beschaltung des Nadelsensors dar. Bei falschem Phasenbezug der beteiligten Spannungen geht die Spannungsempfindlichkeit für $\phi_{SP} = 90^\circ$ sowie $\phi_{SP} = 270^\circ$ auf ein Minimum zurück, welches auch die untere Messbereichsgrenze verschlechtern wird. Dementsprechend muss ein Phasenunterschied von $\phi_{SP} = 0^\circ$, besser $\phi_{SP} = 180^\circ$ eingestellt werden. Ist die Phase der Probenspannung am Messpunkt unbekannt, so ist sie durch eine ähnliche Messreihe wie in Abb. 6.24 zu bestimmen. Kann solch eine Messung, zum Beispiel aufgrund einer zu kleinen Probenspannung, nicht durchgeführt werden, so bleibt nur noch die Möglichkeit eine passive Spannungsmessung durchzuführen, bei der aufgrund der elektrischen Beschaltung kein Phasenunterschied ϕ_{SP} existiert.

Als letzte Messung, welche die theoretischen Ausführungen nach Kapitel 4.2 untersucht, soll die Höhenabhängigkeit bei Spannungsmessungen betrachtet werden. Da diese Höhenabhängigkeit aufgrund der nicht bestimmbaren Schwingungsamplitude des Nadelsensors nicht simuliert werden kann, wurde eine Messreihe durchgeführt, in der lediglich die Rasterhöhe während einer Spannungsmessung variiert wurde. Die übrigen Messparameter entsprachen denen der vorherigen Messungen bzw. wurden nach den aus diesen Messungen erzielten Ergebnissen gewählt.

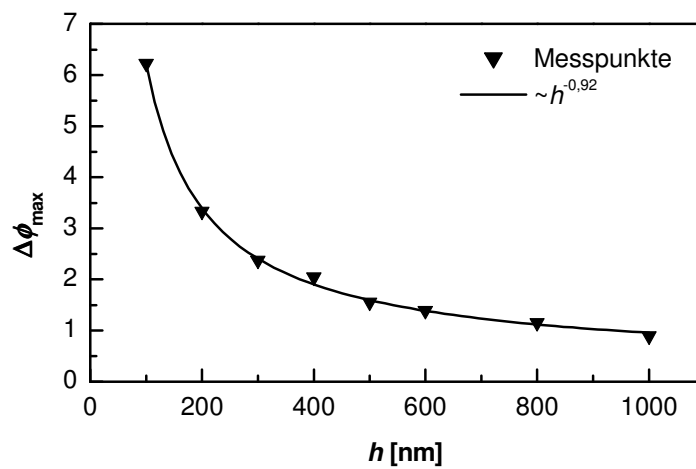


Abb. 6.25: Darstellung der Höhenabhängigkeit des Messsignals $\Delta\phi_{\max}$ bei Spannungsmessungen.

Die in Abb. 6.25 dargestellte Messung zeigt, dass auch das zum Gradienten der z-Komponente der elektrischen Kraft proportionale Messsignal $\Delta\phi_{\max}$ aus den schon diskutierten Gründen in Kapitel 4.2 nicht die berechnete Höhenabhängigkeit von z^{-3} aufweist. Vielmehr kann der Verlauf der einzelnen Punkte obiger Messreihe durch eine Kurve mit einer Proportionalität zu $z^{-0.92}$ angenähert werden, was dem in Abb. 4.9 dargestellten FEM-Simulationsergebnisse der Höhenabhängigkeit ähnelt. Wie schon in der Ausführung zu dem Gleichspannungsanteil U_{DC} erwähnt, kann somit der Messabstand ohne größere Einbußen der Spannungsempfindlichkeit vergrößert werden. Durch eine Vergrößerung der Rasterhöhe lässt sich aber zusätzlich auch die Reproduzierbarkeit der Messergebnisse steigern. Eine mögliche Drift des Messaufbaus während einer Spannungsmessung aufgrund des vergrößerten Messabstands führt demnach zu kleineren Messfehlern während dieser Spannungsmessung.

Nach diesen grundlegenden Untersuchungen wird nun sowohl die untere Messbereichsgrenze als auch die Ortsauflösung des Messsystems bei aktiver Beschaltung des Nadelsensors untersucht. Zur Bestimmung der minimal nachweisbaren Spannung wurde eine $2\text{ }\mu\text{m}$ breite Leiterbahn verwendet. In einer Höhe von 150 nm wurden Linienrasterungen über der spannungsführenden Leiterbahn durchgeführt. Dabei wurde die an dieser Leiterbahn anliegende Spannung, beginnend bei 2 mV , bis auf $100\text{ }\mu\text{V}$ verringert. Die übrigen Messparameter wurden nach den vorherigen Messreihen zu $U_e = 100\text{ }\mu\text{V}$, $U_{\text{DC}} = 30\text{ V}$ sowie $\phi_{\text{SP}} = 180^\circ$ gewählt, so dass sich eine maximale Spannungsempfindlichkeit, also Steigung der Messkurve für $\Delta\phi$ ergab. Das somit erhaltene Ergebnis ist in Abb. 6.26 dargestellt.

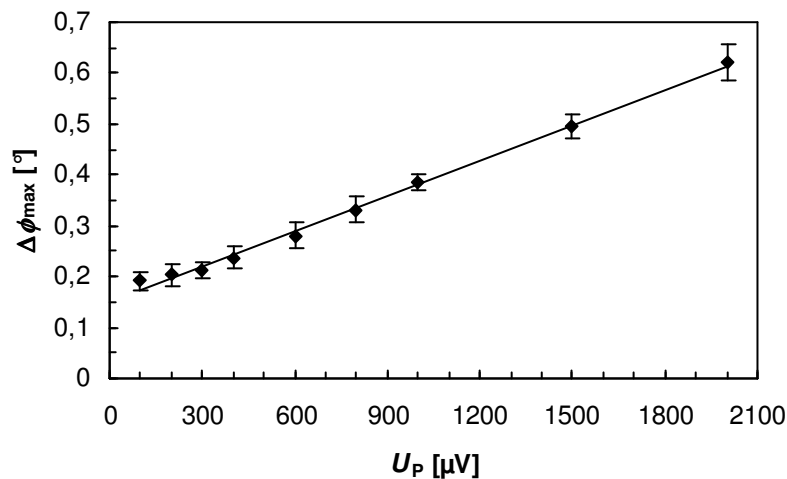


Abb. 6.26: Darstellung einer Spannungsmessungen des Nadelsensors in aktiver Beschaltung zur Bestimmung der unteren Messbereichsgrenze, gemessen an einer $2\text{ }\mu\text{m}$ breiten Struktur.

Auch bei dieser Messung ergibt sich ein linearer Verlauf der Phasenverschiebung $\Delta\phi_{\text{max}}$ zu der Probenspannung U_P . Anders als in der passiven Spannungsmessung nach Abb. 6.20 liegt allerdings keine Ursprungsgerade vor. Dies ist dadurch begründet, dass durch die aktive Beschaltung des Nadelsensors an der Messspitze eine Spannung von $U_e = U_s = 100\text{ }\mu\text{V}$ anlag. Dadurch wirkt selbst dann noch eine elektrische Kraft auf den Sensor ein, wenn auf der zu untersuchenden Leiterbahn Massepotenzial anliegt. Eine derart kleine Spitzen-Proben-Spannung wäre im Falle passiver Spannungsmessungen aufgrund des höheren Signal- zu Rauschverhältnis nicht mehr messbar. Durch die aktive Beschaltung kann jedoch das Rauschen im Ausgangssignal des Nadelsensors verringert werden. Das erklärt auch, warum in der in Abb. 6.26 gezeigten Messung noch

Spannungen bis hinunter zu $U_P = 100 \mu\text{V}$ detektiert und mit einer Schrittweite von $100 \mu\text{V}$ voneinander unterschieden werden können. Nach Kapitel 4.3 beträgt die erzielte untere Messbereichsgrenze sowie Spannungsauflösung von Wechselspannungen also $100 \mu\text{V}$ und ist damit um zwei Größenordnungen besser als jede mit einem konventionellen, hebelarmbasierten System erzielte Messung [Behnke 2002].

Analog zu Abb. 6.20 könnte auch für diese Messung die Ortsauflösung bestimmt werden. Allerdings wurde für die Messreihe in Abb. 6.26 eine schnellere Rastergeschwindigkeit verwendet. Um aber vergleichbare Ortsauflösungen zu erhalten soll für deren Bestimmung in einer Rasterhöhe von $h = 150 \text{ nm}$ eine andere Messung verwendet werden. Da die Betrachtungen nach Abb. 6.21 ergaben, dass keine Abhängigkeit der Ortsauflösung von der Strukturbreite vorliegt, wurde dazu eine $4 \mu\text{m}$ breite Leiterbahn verwendet und mit einer Spannung von $U_P = 100 \text{ mV}$ beschaltet. In Abb. 6.27 ist sowohl die Topographie als auch die zugehörige Spannungsmessung dargestellt. Während dieser Messung wurden die einzelnen Messpunkte mit einem Abstand von 39 nm erfasst.

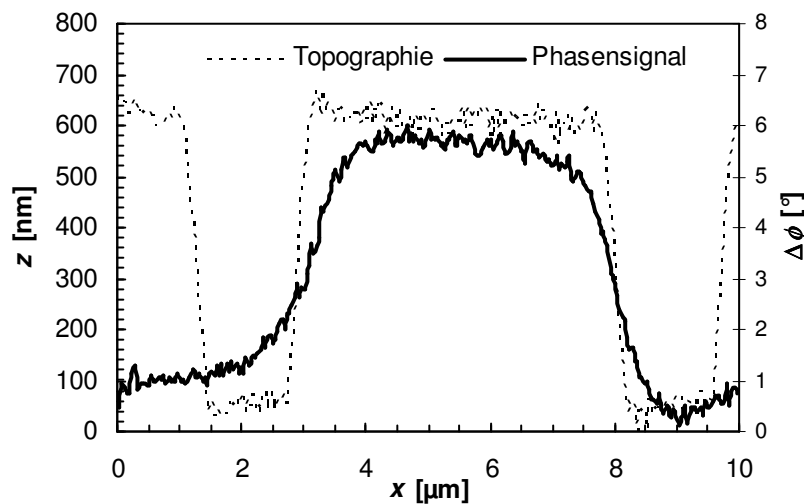


Abb. 6.27: Bestimmung der Ortsauflösung von Spannungsmessungen an eine $4 \mu\text{m}$ breiten Leiterbahn. Dargestellt sind sowohl die Topographie der spannungsführenden Leiterbahn als auch das Messsignal der daran durchgeführten Spannungsmessung.

Nach dem bereits geschilderten Verfahren wurden nun zwei fiktive Leiterbahnen mit zur Abb. 6.27 entsprechenden Strukturgröße und Probenbeschaltung so lange gegeneinander verschoben, bis beide sich einstellende Maxima der Spannungsmessungen noch unterschieden werden konnten. In Abb. 6.28 liegen die

Mittelpunkte der Leiterbahnen bei $x = 3,1 \mu\text{m}$ sowie $x = 8,1 \mu\text{m}$. Bei einer Strukturbreite von $4 \mu\text{m}$ ergibt sich demnach eine Ortsauflösung von $1 \mu\text{m}$. Verglichen mit der Messung bei einer Rasterhöhe von $h = 200 \text{ nm}$ (siehe Abb. 6.18) konnte die Ortsauflösung somit durch Verringerung der Rasterhöhe auf 150 nm um 500 nm verbessert werden.

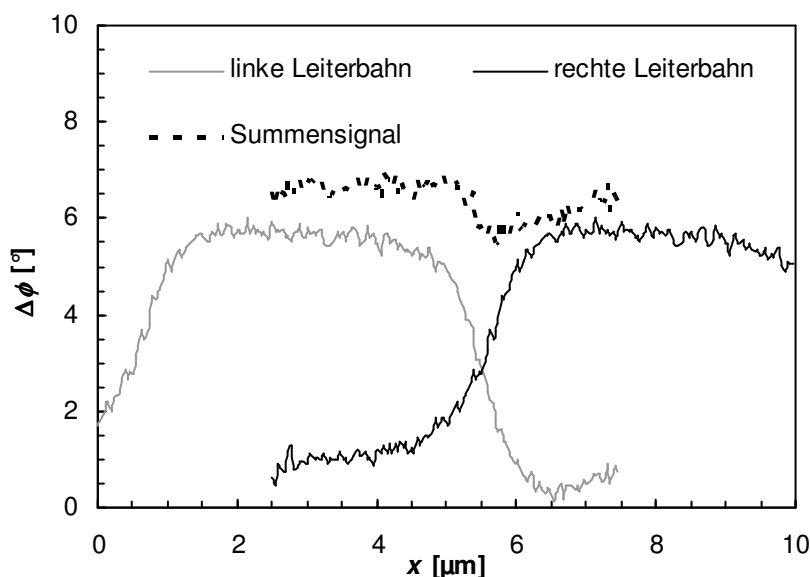


Abb. 6.28: Darstellung der Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Spannungsmessungen. Verwendet wurden die Rohdaten aus Abb. 6.27. Gezeigt sind die Linienraasterungen zweier fiktiver Leiterbahnen mit gleicher anliegender Spannung sowie das berechnete Summensignal. Die Mittelpunkte der jeweils $4 \mu\text{m}$ breiten Leiterbahnen befinden sich an den Positionen $x = 3,1 \mu\text{m}$ beziehungsweise $x = 8,1 \mu\text{m}$.

Eine weitergehende Verbesserung kann nur erfolgen, indem die bei Spannungsmessungen gewählte Rasterhöhe weiter verringert wird. Eine derartige Messung wurde ebenfalls an einer aus drei parallel verlaufenden Leiterbahnen bestehenden Struktur durchgeführt. Die Leiterbahnbreite betrug ebenso wie der Abstand der Leiterbahnen untereinander 250 nm , die Strukturhöhe war zu 30 nm bestimmt. Die Spannungsmessung wurde in einer auf 30 nm verringerten Rasterhöhe durchgeführt, die einzelnen Messpunkte wurden in einem Abstand von 78 nm aufgenommen.

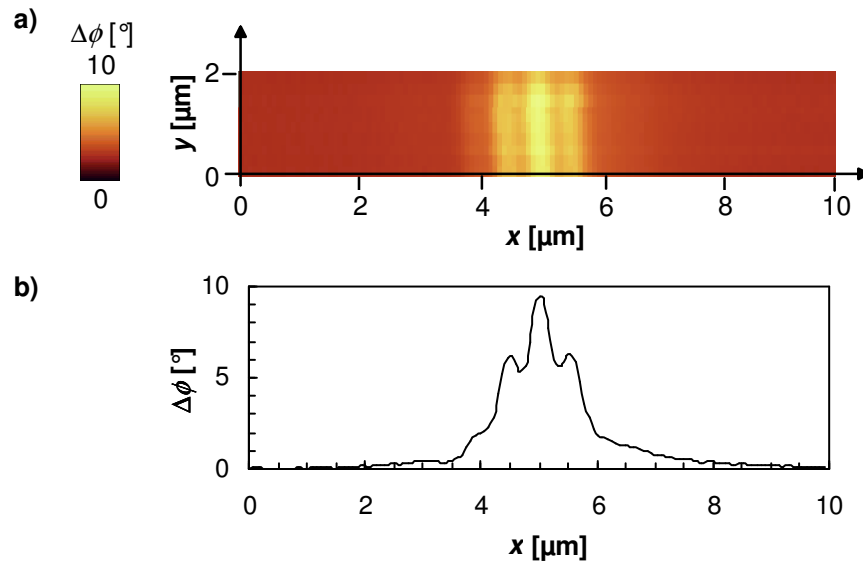


Abb. 6.29: Bestimmung der Ortsauflösung bei einer Rasterhöhe von 30 nm an einer 250 nm breiten, spannungsführenden Leiterbahn. a) Darstellung des zweidimensionalen Spannungscontrastbildes. In (b) ist eine ausgewählte Linienrastrung aus (a) gezeigt.

In Abb. 6.29a ist ein Ausschnitt der Spannungscontrastmessung dargestellt, Abb. 6.29b zeigt die dazugehörige Linienrastrung. Obwohl nur die mittlere Leiterbahn mit einer Spannung von $U_P = 100$ mV beschaltet war, sind auch die beiden äußeren, auf Massepotenzial liegenden Leiterbahnen erkennbar. Die Ursache dafür liegt hierbei nicht in einer zwischen den äußeren Leiterbahnen und der Messspitze wirkenden elektrischen Kraft. Vielmehr wird die Spannungsmessung durch den Einfluss der Proben topographie verfälscht. Nach Abb. 2.9 wird die Spannung in einem konstanten, mittleren Abstand zur Probenoberfläche gemessen. Somit verringert sich dieser Abstand aufgrund der Strukturhöhe über der Leiterbahn, wodurch die Luftdämpfung steigt (siehe Abb. 6.4) und es zu Messartefakten kommt.

Der Umstand der fehlenden Topographieregelung beeinflusst wesentlich die Bestimmung der Ortsauflösung zu dieser Messung. In Abb. 6.30 ist wiederum die Leiterbahn aus vorheriger Messung kopiert und virtuell gegen das Original verschoben worden. Schon bei einem Abstand der Leiterbahnen von $1,15 \mu\text{m}$ zueinander addieren sich die mittleren beiden, durch die Topographie hervorgerufenen Maxima derart, dass ein neues Maxima entsteht welches eine Zuordnung der Spannungsmessung zur Topographie nicht mehr zulässt. In diesem Fall wird also die Ortsauflösung durch die fehlende Topographieregelung stark begrenzt.

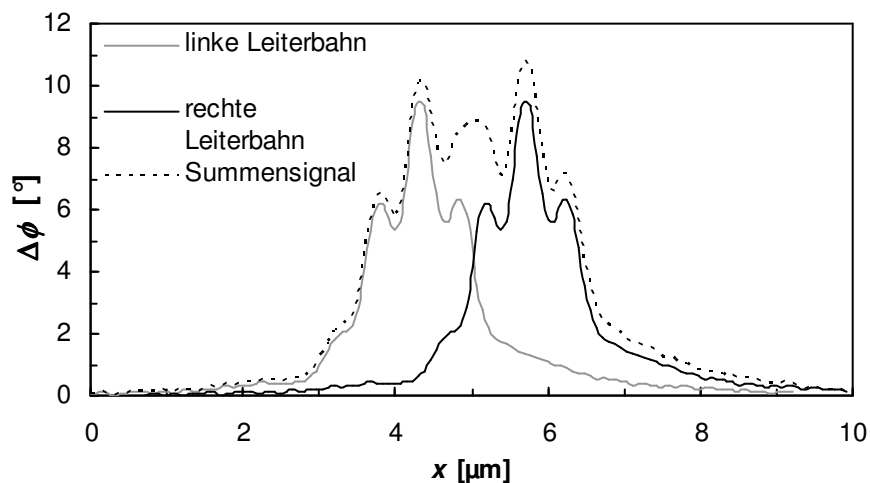


Abb. 6.30: Darstellung der Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Spannungsmessungen. Verwendet wurden die Rohdaten aus Abb. 6.29. Gezeigt sind die Linienrasterungen zweier Leiterbahnen mit gleicher anliegender Spannung sowie das berechnete Summensignal. Die Mittelpunkte der jeweils 250 nm breiten Leiterbahnen befinden sich an den Positionen $x = 4,3 \mu\text{m}$ beziehungsweise $x = 5,7 \mu\text{m}$.

Bleibt aus Abb. 6.30 der Einfluss der Probentopographie zur Bestimmung der Ortsauflösung unberücksichtigt, so lässt sich die mögliche Leistungsfähigkeit des Messsystems bei Einsatz einer Topographieregelung bestimmen. Diese Vorgehensweise wird in Abb. 6.31 gezeigt.

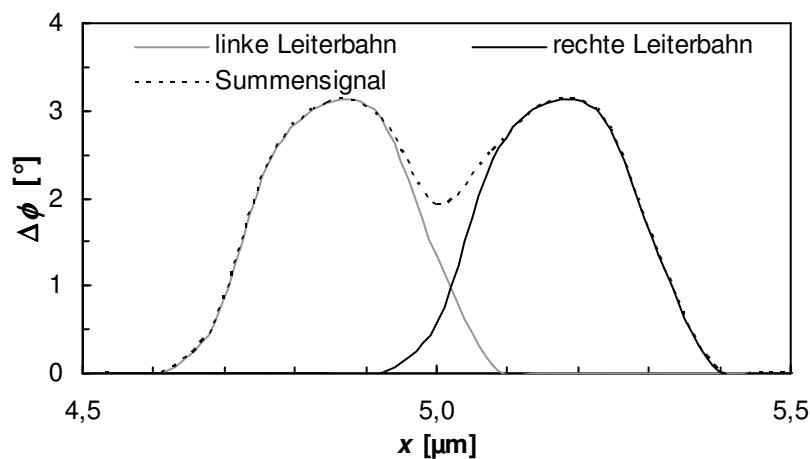


Abb. 6.31: Darstellung der Bestimmung der Ortsauflösung des Messsystems bei Spannungsmessungen. Verwendet wurden die Rohdaten aus Abb. 6.29. Gezeigt sind die Linienrasterungen zweier fiktiver Leiterbahnen mit gleicher anliegender Spannung sowie das berechnete Summensignal. Die Mittelpunkte der jeweils 250 nm breiten Leiterbahnen befinden sich an den Positionen $x = 4,84 \mu\text{m}$ beziehungsweise $x = 5,16 \mu\text{m}$.

Diese Darstellung betrachtet lediglich den Anteil des Messsignals, welcher durch die Spannungsdifferenz zwischen Messspitze und Probe hervorgerufen wurde, was dem mittleren absoluten Maximum der Kurven aus Abb. 6.30 entspricht. Die beiden zu den jeweiligen Kurven in Abb. 6.30 zugehörigen relativen Maxima bleiben bei der folgenden Bestimmung der Ortsauflösung unberücksichtigt. Dadurch lassen sich die beiden virtuellen, 250 nm breiten Leiterbahnen bis auf einen Abstand von 70 nm zueinander annähern, ohne dass eine Überlagerung der beiden Spannungsmaxima stattfindet. Da die Schrittweite in dieser Messung bei 78 nm lag kann der rechnerische Abstand nicht weiter verringert werden. Aufgrund des deutlichen Signalverlaufs bleibt aber zu vermuten, dass die tatsächlich erzielbare Ortsauflösung bei Verwendung einer Topographieregelung noch deutlich unter den erhaltenen 70 nm liegen dürfte. Der in Abb. 6.31 erhaltene Wert entspricht jedenfalls schon jetzt derjenigen Auflösung hebelarmbasierter Sensoren, welche noch die Spannungssignale zweier 75 nm voneinander entfernt liegenden Leiterbahnen darstellen konnten [Behnke 2002].

Die bis jetzt in diesem Kapitel durchgeführten Spannungsmessungen haben gezeigt, dass der Nadelsensor sehr kleine Spannungen von $U_P = 100 \mu\text{V}$ nachweisen kann und zusätzlich eine Ortsauflösung von besser als 70 nm besitzt. Als Letztes soll nun untersucht werden, ob sich die untere Messbereichsgrenze von Spannungsmessungen in Abhängigkeit der Strukturbreite verändert. Dazu wurde dieser Wert für verschiedene Strukturbreiten, beginnend bei 1000 nm bis herunter zu 100 nm, bestimmt. Um einen Einfluss der Probestopographie auszuschließen war die Höheneinstellung der Linienrasterungen mit $h = 150 \text{ nm}$ in allen Messungen identisch. Ferner wurde der Nadelsensor in allen Messreihen mit $U_e = 100 \mu\text{V}$ zum schwingen angeregt, der Phasenbezug zwischen Messspitzen- und Probenspannung betrug $\phi_{SP} = 180^\circ$.

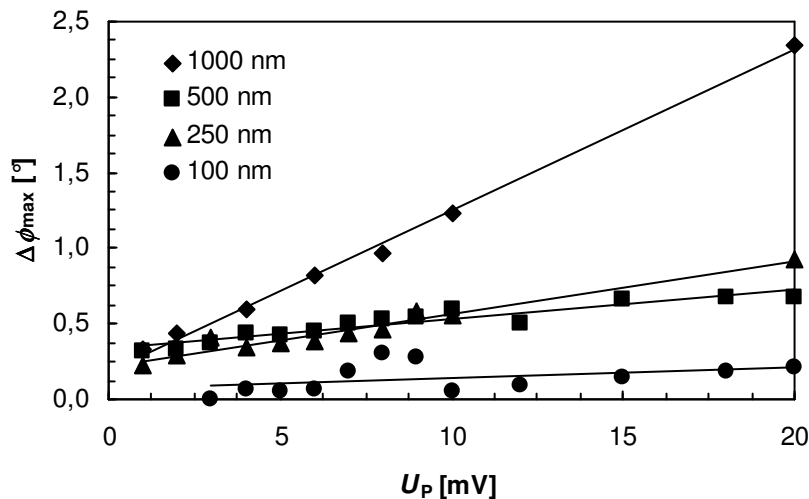


Abb. 6.32: Darstellung der Abhängigkeit von Spannungsmessungen von der verwendeten Strukturbreite.

Das in Abb. 6.32 dargestellte Verhältnis der maximalen Phasenänderung innerhalb einzelner Linienrastrungen zu der Probenspannung U_P zeigt in allen Messreihen bis hinunter zu der 250 nm breiten Struktur ein lineares Verhalten. Die Unterschiede in den Steigungen, also der Empfindlichkeit, der einzelnen Kurven sind dabei vermutlich auf den für jede Leiterbahnbreite unterschiedlichen kapazitiven Term nach Gleichung (4.14) zurückzuführen. Lediglich an der 100 nm breiten Leiterbahn weichen die Messdaten unterhalb einer Probenspannung von 10 mV von dem theoretischen Verlauf ab. Weiterhin konnten Probenspannungen kleiner als 3 mV an dieser Struktur nicht mehr aufgelöst werden. Dieses lässt die Schlussfolgerung zu, dass die minimal detektierbare Spannung von den verwendeten Messparametern abhängig ist. Aufgrund der geringen Probenspannungen wurde die Integrationszeit des Lock-In-Verstärkers in allen Messungen zu $T_C = 300$ ms gewählt. Bei der an der 100 nm breiten Struktur eingestellten Rastergeschwindigkeit wurde somit über einen Rasterbereich gemittelt, welcher mit 300 nm größer war als die Strukturbreite.

Lassen die Messparameter also eine höhere Ortsauflösung zu, so müssen an größeren Leiterbahnen Spannungen von 100 μ V nachgewiesen werden können. Zur näheren Betrachtung dieser Aussage ist in Abb. 6.33 ein Ausschnitt vorheriger Messung zu kleineren Probenspannungen hin wiedergegeben. Die einzelnen Messkurven sind der Übersichtlichkeit halber vertikal gegeneinander verschoben.

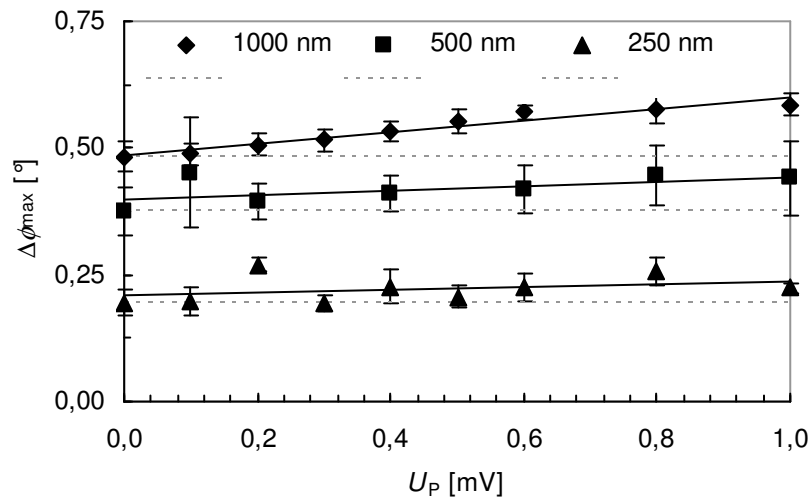


Abb. 6.33: Darstellung der Abhängigkeit der Messgröße $\Delta\phi_{\max}$ in Abhängigkeit der Probenspannung an 1 μm , 500 nm und 250 nm breiten Leiterbahnen. Die einzelnen Kurven sind zur besseren Darstellung gegeneinander verschoben worden.

Um eine bessere Einschätzung der Messreihen zu ermöglichen ist in dieser Abbildung nicht nur die Darstellung des zu jedem Messpunkt zugehörigen Fehlerwertes enthalten, sondern auch das Nullsignal jeder Messreihe bei abgeschalteter Probenspannung U_P . Auch in diesen Messreihen kam es zur Ausbildung des linearen Zusammenhanges zwischen dem Messsignal $\Delta\phi_{\max}$ und der Probenspannung U_P . Spannungen bis hinunter zu 100 μV konnten sowohl an der 1000 nm breiten als auch der 500 nm breiten Struktur nachgewiesen werden, wobei die Messergebnisse mit abnehmender Strukturbreite einer größeren Streuung unterliegen. Gerade im Vergleich mit dem Phasensignal bei abgeschalteter Probenspannung lässt sich erkennen, dass die einzelnen, den Spannungsschritten zugeordneten Signaländerungen an der Auflösungsgrenze des Messsystems liegen. So lässt sich gemäß der Definition in Kapitel 4.3 eine untere Messbereichsgrenze an der 1 μm breiten Struktur von 100 μV und für die 500 nm breite Struktur von 200 μV angeben. An der 250 nm breiten Leiterbahn konnten zwar Spannungen bis hinunter zu 100 μV nachgewiesen werden, die einzelnen Messschritte sind allerdings aufgrund des Rauschbodens in dieser Abbildung nicht mehr voneinander unterscheidbar. Bezogen auf größere als 500 nm breite Strukturen stellt die erzielte untere Messbereichsgrenze von 100 μV also den besten erzielbaren Wert des Messsystems dar.

Die Ergebnisse der Grundlagenmessungen mit dem Nadelsensor lassen sich wie folgt zusammenfassen. Die untere Messgrenze des erstellten Messsystems lässt sich im Bereich der Strommessungen zu 100 μA angeben. Diese Messgrenze ist somit um zwei Größenordnungen schlechter als die von hebelarmbasierten Systemen erzielte. Dies liegt darin begründet, dass aufgrund der 100-fach geringeren Schwingungsamplitude des Nadelsensors gegenüber hebelarmbasierten Systemen die Richtungsableitung $dF_{z,\text{mag}}/dx$ in x -Richtung gemessen wird. Bei, wie im Falle von hebelarmbasierten Systemen, größeren Schwingungsamplituden in z -Richtung ist aber auch der erfasste Gradient des magnetischen Feldes in dieser Richtung deutlich größer, weswegen solche Systeme bei Strommessungen sensitiver sind.

Bei Spannungsmessungen wird eine untere Messgrenze von 100 μV im aktiven und 500 μV im passiven Fall erreicht. Je nach Rasterhöhe werden bei Spannungsmessungen Ortsauflösungen von besser als 70 nm erreicht, welche für die meisten aktuellen Technologien zur Herstellung integrierter Schaltkreise ausreichend sind. Somit lässt sich festhalten, dass mit dem entwickelten Messsystem Spannungen detektiert werden können, welche um zwei Größenordnungen kleiner sind als die untere Messgrenze jedes hebelarmbasierten Systems. Zusätzlich ist die erzielte Ortsauflösung mit 70 nm vergleichbar mit konventionellen Messsystemen.

Weiterhin stellte sich heraus, dass die Ortsauflösung sowohl von Strom- als auch von Spannungsmessungen unabhängig von der Strukturbreite ist. Zusätzlich hat eine Untersuchung der Höhenabhängigkeit bei Strommessungen ergeben, dass die auf den Nadelsensor einwirkenden elektromagnetischen Kräfte eine Reichweite besitzen, welche der in Kapitel 4 simulierten Reichweitenabhängigkeit entsprechen.

In dem nachfolgenden Kapitel soll nun untersucht werden, in wie weit das entwickelte Messsystem zur Fehleranalyse an integrierten Schaltungen geeignet ist. Dazu wird sowohl anhand von Strom- als auch von Spannungsmessung die Einsetzbarkeit des Nadelsensors demonstriert werden.

7 Fehleranalyse an ausgewählten integrierten Schaltungen

Die Halbleiterindustrie ist stets bemüht, leistungsfähigere und immer komplexere integrierte Schaltungen zu produzieren. Durch die Möglichkeit, mit einem einzelnen Baustein einen immer größer werdenden Funktionsumfang realisieren zu können, kann die Zuverlässigkeit einzelner Baugruppen bei gleichzeitiger Kostenreduzierung durch die Einsparung zusätzlicher Komponenten deutlich erhöht werden. Kommt es dennoch zu einem Ausfall, so muss dessen Ursache schnellstmöglich untersucht und behoben werden.

Zur schnellen Fehlercharakterisierung existieren vielfältige, zu Beginn dieser Arbeit vorgestellte Analyseverfahren. Dabei findet eine grundsätzliche Unterscheidung dieser Analysetechniken dahingehend statt, ob der Halbleiter selbst oder die Leiterbahnen des integrierten Schaltkreises untersucht werden sollen. Bei der Untersuchung des Halbleiters wird der Umstand ausgenutzt, dass auf Silizium basierende Schaltkreise in Abhängigkeit der Schaltzustände Licht aussenden können, welches auf optischem Wege detektiert wird. Im Gegensatz dazu werden Signalpegel auf Leiterbahnen vorwiegend durch elektrische, kontaktbehaftete sowie kontaktlose, Testtechniken bestimmt.

Das in dieser Arbeit vorgestellte Messsystem wurde mit dem Ziel entwickelt, Strom- sowie Spannungsmessungen an Leiterbahnen integrierter Schaltkreise durchführen zu können. Nachdem in den vorangehenden Kapiteln dieses Messsystem hinsichtlich seiner Leistungsfähigkeit charakterisiert worden ist, sollen nun praktische Messbeispiele an integrierten Schaltungen demonstriert werden. Anhand dieser Beispiele werden IC-interne Strom- und auch Spannungsmessungen gezeigt, welche sowohl die Einsetzbarkeit als auch die Grenzen dieser Messtechnik aufzeigen werden. Die Beschreibung der Messbeispiele erfolgt in chronologischer Reihenfolge.

7.1 Einsatz der Strommesstechnik an einem IC der Firma ELMOS

In dem ersten Beispiel dieses Kapitels wurde eine Strompfadverfolgung an einem IC der Firma ELMOS Semiconductor AG durchgeführt. Es handelte sich bei der zu

untersuchenden Probe um eine anwenderspezifische integrierte Schaltung (ASIC: Application Specific Integrated Circuit), welche im Kundenauftrag gefertigt worden ist. Das Ziel dieser Untersuchung bestand nicht darin eine Fehleranalyse an diesem Baustein durchzuführen, sondern sicherzustellen, dass das entwickelte Messsystem an modernen integrierten Schaltungen einsetzbar ist. Dazu wurde das geöffnete IC in den Messplatz integriert und mit allen zum Betrieb notwendigen Signalen beschaltet. Abb. 7.1 zeigt sowohl die Implementierung des IC's in den Messaufbau als auch einen Ausschnitt der Chipfläche, an der die Strommessung durchgeführt worden ist.

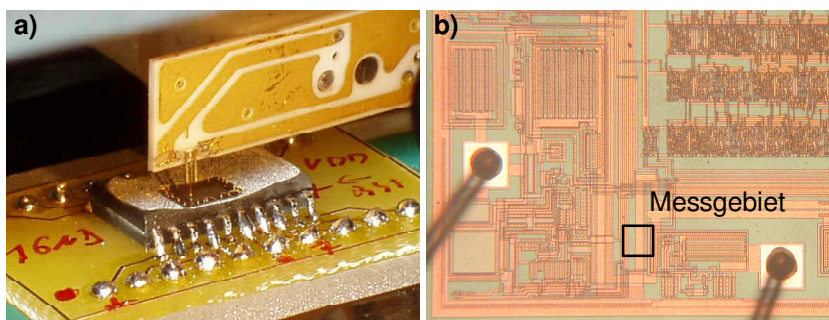


Abb. 7.1: Darstellungen des verwendeten IC's. a) Abbildung des Nadelsensors in Messposition über dem geöffneten Gehäuse. b) Ausschnitt der IC-Fläche mit Markierung des bei der Strommessung verwendeten Messgebiets. Die Kantenlänge des Messgebiets betrug 100 μm .

In Abb. 7.1a ist die auf einer zur Spannungsversorgung notwendigen Adapterplatine montierte integrierte Schaltung dargestellt. Der Nadelsensor befindet sich in Messposition über dem geöffneten IC. Die geometrischen Abmessungen des Nadelsensors garantieren einen hohen Arbeitsabstand zwischen seiner Halterung und dem Gehäuse des IC's, sodass im Gegensatz zu herkömmlichen, hebelarmbasierten Sensoren der Testzugriff aufgrund der tiefen Gehäuseöffnung nicht eingeschränkt wird. Eine analoge Betrachtung kann für Abb. 7.1b erfolgen. Das Messgebiet wurde festgelegt indem, ausgehend von dem Versorgungsspannungsanschluss des IC's, die stromführende Hauptleiterbahn in dem Layout bis zu einem Punkt verfolgt worden ist, an dem sich in unmittelbarer Nähe keine anderen Leiterbahnen befinden. Dadurch ist sichergestellt, dass es zu keiner Überlagerung der magnetischen Felder mehrerer Leiterbahnen kommen kann. Das somit festgelegte Messgebiet befand sich am Rande der Chipfläche in der Nähe zweier Bondpads. Trotz dieser Lage war das Messgebiet mit

dem Nadelsensor ohne Einschränkungen zu erreichen, was mit keinem konventionellen System, welches hebelarmbasierte Messsonden verwendet, möglich war.

Um Strommessungen an der vorliegenden Probe durchführen zu können musste das IC während der Messung in Betrieb genommen werden, was die Zuführung einer Gleichspannung von 5 V notwendig machte. Aufgrund der eingeschränkten Einsatzfähigkeit des Nadelsensors bei Gleichstrommessungen wurde die Versorgungsspannung mit einem Wechselspannungsanteil von 500 mV bei der Resonanzfrequenz des Sensors moduliert. Der Wechselsignalanteil der Stromaufnahme der Schaltung belief sich dabei auf $I = 700 \mu\text{A}$. Die dieser Beschaltung zu Grunde liegende Strommessung ist in Abb. 7.2 zu sehen.

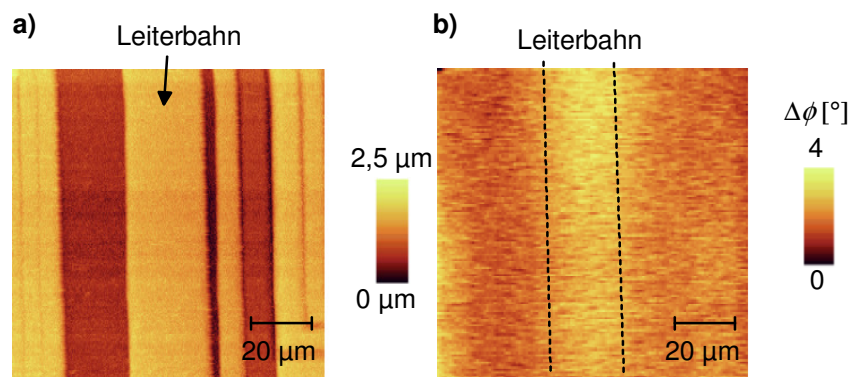


Abb. 7.2: Darstellung der Stromkontrastmessung des in Abb. 7.1b eingezeichneten Messgebietes. a) Topographie des Messgebietes mit mittig verlaufender Versorgungsleiterbahn. b) Aufgenommenes Stromkontrastbild des ausgewählten Bereiches mit eingezeichnetem Leiterbahnverlauf.

Dargestellt sind dabei sowohl die Topographie des Zielgebietes (a) als auch das Stromkontrastbild der Messung (b). Aufgrund des ausgeprägten Höhenprofils der Probe wurde die Stromkontrastmessung in einer Rasterhöhe von $h = 1 \mu\text{m}$ durchgeführt. Berücksichtigt man ferner, dass die integrierte Schaltung mit einer $1 \mu\text{m}$ dicken Passivierungsschicht bedeckt war, so betrug die effektive Rasterhöhe $h_{\text{eff}} = 2 \mu\text{m}$. Trotz dieser Rasterhöhe gelang es eine Stromkontrastmessung in dem Zielgebiet durchzuführen. So zeigt Abb. 7.2b einen hellen Kontrast des Messsignals $\Delta\phi$, welcher in der Topographieabbildung der Versorgungsleiterbahn zugeordnet werden kann. Es bleibt also festzuhalten, dass das entwickelte Messsystem für Stromkontrastmessungen an integrierten Schaltungen einsetzbar ist. In wieweit damit auch tatsächliche

Problemstellungen in der Fehleranalyse integrierter Schaltungen lösbar sind soll mit Hilfe der folgenden Beispiele untersucht werden.

7.2 Einsatz der Strommesstechnik an einem IC der Fraunhofer Gesellschaft

Nachdem im vorangegangenen Beispiel die prinzipielle Eignung des Messsystems zur Fehleranalyse festgestellt worden ist, soll nun eine Anwendung an einer realen Problemstellung erfolgen. Bei der zu untersuchenden Struktur handelte es sich um einen integrierten Schaltkreis der Fraunhofer Gesellschaft. In diesem Schaltkreis ist ein Motortreiber zusammen mit der Ansteuer- und Auswertelogik integriert. Durch eine externe Steuerung aktiviert kann dieses IC selbständig eine Kennfeldregelung des angeschlossenen Motors übernehmen. Integrierte Schutzstrukturen sollen Fehler erkennen als auch den Motor sowie das IC selbst vor Überlast schützen.

Ein möglicher Fehlzustand stellt die Blockade des Motors während des Betriebs dar. In diesem Fall soll der Treiberbaustein den Motor stromlos schalten und einen Neuanlauf initiieren. Genau diese Regelung produzierte eine Fehlfunktion des Treibers, indem ein so genannter Latch-Up-Effekt auftrat. Ein Latch-Up stellt einen Kurzschluss zwischen der Versorgungsspannung und dem auf Massepotenzial liegenden Substrat der integrierten Schaltung dar. Dieser Effekt ist durch den Aufbau eines in CMOS-Technik hergestellten IC's bedingt und kann bei jedem solchen Schaltkreis auftreten. Er wird ausgelöst, indem ein Signal entweder das Versorgungsspannungspotenzial um 0,5 V überschreitet oder analog dazu das Massepotenzial um den gleichen Wert unterschritten wird. Ein Latch-Up ist nur durch das Abschalten der Versorgungsspannung zurücksetzbar. Geschieht dieses nicht, so wird das Bauteil aufgrund des hohen Kurzschlussstromes zerstört.

Im Falle der vorliegenden Schaltung wurde der Latch-Up-Effekt durch die Induktivität des abgebremsten Motors ausgelöst. Interne Schutzstrukturen sollten die für einen Latch-Up notwendigen Spannungsspitzen verhindern. Genau diese Strukturen schienen allerdings die beschriebene Fehlfunktion zu provozieren. Zur Behebung des Fehlers war es deswegen notwendig, die fehleranfälligen Strukturen zu finden. Auf der Chipfläche des integrierten Schaltkreises waren mehrere solcher Strukturen verteilt. Die Aufgabe

dieser Fehleranalyse bestand nun darin, durch Strompfadverfolgung diejenigen Strukturen zu bestimmen, welche den Latch-Up-Effekt aufwiesen.

Um die Fehleranalyse an diesem Baustein durchführen zu können musste das geöffnete IC derart in das Messsystem integriert werden, dass die gesamte Funktionalität des Bausteins gegeben war. Sowohl die Ansteuerung als auch die Spannungsversorgung mussten ebenso wie die zu der Teststruktur führenden Motoranschlüsse realisiert werden. Dazu wurde eine Testplatine entwickelt, welche die standardmäßige Probenhalterung des Messsystems mitsamt ihren Signalleitungen ersetzte. In Abb. 7.3a ist der schematische Testaufbau wiedergegeben, Abb. 7.3b zeigt den Ausschnitt eines Bildes der in das Mikroskop integrierten Testplatine.

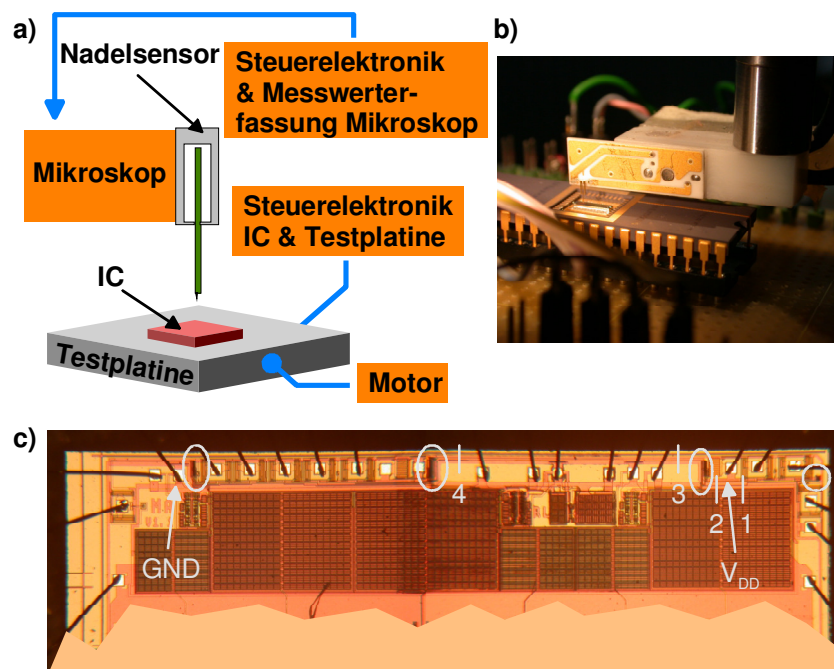


Abb. 7.3: Darstellung des Testaufbaus zur Strompfadverfolgung und Bild des IC's der Fraunhofer Gesellschaft. a) schematische Darstellung des Testaufbaus. b) Abbildung der in das Mikroskop integrierten Testplatine. Der Nadelsensor befindet sich in Messposition oberhalb des geöffneten IC's. c) Abbildung eines Ausschnitts des IC's mit den markierten Schutzstrukturen, welche den Latch-Up-Effekt verursachen können. Die vier Messpunkte zur Strompfadverfolgung sind ebenso eingezeichnet wie der Versorgungsspannungs- und Masseanschluss.

Die Designer des Schaltkreises lieferten die Information, dass die vier in Abb. 7.3c markierten Schutzstrukturen den Latch-Up-Effekt verursachen können. Diese Strukturen sind alle zwischen der Versorgungsspannung V_{DD} und dem Masseanschluss GND geschaltet. Ausgehend von dem Versorgungsspannungsanschluss

wurden zunächst vier Messpunkte definiert, an denen die Stromstärke sowohl auf der V_{DD} - als auch der GND -Leiterbahn gemessen werden sollte. Dadurch ließ sich eine Aussage über den Strompfad treffen. Die Ergebnisse dieser Messreihe sind in Abb. 7.4 dargestellt.

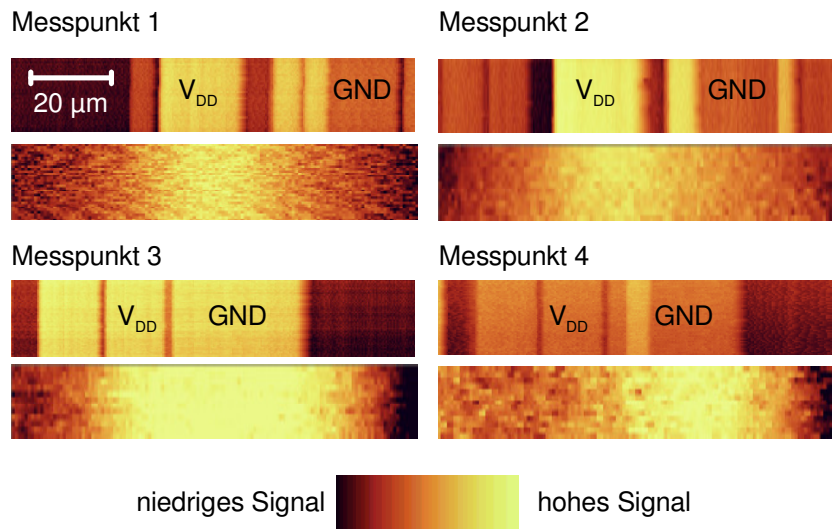


Abb. 7.4: Messergebnisse der Strompfadverfolgung an dem FHG-IC. Dargestellt sind sowohl die Topographie als auch das Stromkontrastbild zu jedem einzelnen Messpunkt. Die einzelnen, stromführenden Leiterbahnen sind beschriftet.

Da die Leiterbahnen auf der zu untersuchenden Probe in mehreren Ebenen verliefen wurde für jeden Messpunkt zusätzlich die Topographie aufgezeichnet. Dadurch ist eine Zuordnung des Stromkontrastbildes zu den einzelnen stromführenden Leiterbahnen gewährleistet. Ausgehend von dem Versorgungsspannungsanschluss zeigt sich somit, dass aufgrund des Stromkontrastbildes an den ersten beiden Messpunkten auf einen Stromfluss vorwiegend in der Versorgungsleiterbahn V_{DD} geschlossen werden kann. Im weiteren Verlauf der Versorgungsleiterbahn zum Masseanschluss hin zeigt sich, dass nach der von dem V_{DD} -Anschluss linksseitig liegenden Schutzstruktur hauptsächlich ein Stromfluss in der Masseleitung auftritt. Aufgrund der ähnlichen Stromkontrastbilder an den Messpunkten drei und vier ändert sich dieser Stromfluss nicht mehr in seinem Verlauf zum Masseanschluss hin. Als Aussage ist somit festzuhalten, dass sich, ausgehend von dem V_{DD} -Anschluss, der eingepreßte Strom im Latch-Up-Fall in beide Richtungen zu den beiden nächstliegenden Schutzstrukturen hin aufteilt. Da der Stromfluss an den Messpunkten drei und vier lediglich auf der Masseleitung

nachgewiesen werden konnte, muss der Latch-Up-Effekt folglich auch in den beiden rechten Strukturen auftreten.

Als zusätzliche Information ist schließlich das Signalverhältnis $\Delta\phi_{\max}$ in den Linienrasterungen der einzelnen Stromkontrastmessungen von Interesse. Aus diesem Messsignal kann eine Aussage über die Stromdichteverteilung an den einzelnen Messpunkten getroffen werden. Der Vergleich dieser Signalpegel ist in Tab. 7.1 zusammengefasst.

Messpunkt	1	2	3	4
$\Delta\phi_{\max} [^\circ]$	0,54	0,70	0,22	0,23

Tab. 7.1: Vergleich der Signalstärken der Stromkontrastmessungen an den einzelnen Messpunkten.

Auch diesmal soll die Betrachtung von dem Versorgungsspannungsanschluss aus erfolgen. Die maximale Änderung des Messsignals für eine Linienrasterung aus den den Messpunkten zugehörigen Stromkontrastmessungen beträgt für Messpunkt 1 $\Delta\phi_{\max} = 0,54^\circ$ und für Messpunkt 2 $\Delta\phi_{\max} = 0,70^\circ$. Da die Leiterbahnen an diesen beiden Messpunkten gleich breit sind folgt daraus, dass, gleiche Messbedingungen vorausgesetzt, der größere Anteil des Stromes auch in die flächenmäßig größere Schutzstruktur fließt. Weiterhin zeigt der Vergleich der Stromkontrastmessungen an den Messpunkten drei und vier, dass es tatsächlich zu keiner Änderung der Stromdichte zwischen diesen beiden Messpunkten kommt. Das bestätigt die Vermutung, dass der gesamte Stromfluss auf der Masseleiterbahn bis zu dem GND-Anschluss fließt, da die IC-Anschlüsse zwischen den beiden linken Schutzstrukturen nicht beschaltet waren.

Die Ergebnisse dieses Unterkapitels lassen sich wie folgt zusammenfassen. Die Aufgabe der durchgeführten Messungen bestand darin, die das Latch-Up-Verhalten provozierenden Bereiche dieser Struktur auf dem Bauelement selbst zu lokalisieren. Dazu musste sichergestellt werden, dass das IC seine volle Funktionalität während der Messungen bereitstellen konnte. Nach Provokation des Fehlers wurden an zuvor definierten Stellen Stromkontrastmessungen durchgeführt, um den Strompfadverlauf innerhalb des IC's zu charakterisieren. Durch diese Strompfadverfolgung konnten die fehlerhaften Bereiche lokalisiert werden. Mittels eines quantitativen Vergleichs der einzelnen Stromkontrastmessungen wurde die Zuordnung des Fehlers zu den beiden

genannten Schutzstrukturen bestätigt. Ferner wurde ein weiterer Vorteil dieser Messmethode aufgezeigt. So war es nicht notwendig das untersuchte IC außer durch das Öffnen des Gehäuses zu präparieren. Insbesondere kamen keine destruktiven Untersuchungs- und Präparationsmethoden zum Einsatz, sodass die volle Funktionalität des integrierten Schaltkreises erhalten blieb. Dieses Beispiel zeigt also, dass das entwickelte Messsystem für eine Fehleranalyse an modernen integrierten Schaltkreisen einsetzbar ist und gleichzeitig die zu untersuchenden Strukturen nicht durch die eigentlichen Messungen beeinflusst werden. Dennoch bestehen Grenzen dieser Analysetechnik und somit auch des entwickelten Messsystems. Diese Restriktionen werden im nächsten Kapitel dargestellt werden.

7.3 Überprüfung einer Fehleranalyse der Eidgenössischen Materialprüfungsanstalt (EMPA)

Als letztes Beispiel soll ein integrierter Schaltkreis untersucht werden, welcher einen ESD-Fehler aufwies. Die Abkürzung ESD steht hierbei für ‚Elektrostatische Entladung‘ (engl.: Electrostatic Discharge). Diese Entladungen entstehen durch große statische Spannungsdifferenzen, welche in einem Bereich von mehreren tausend Volt liegen können. Durch solche Entladungen kommt es zu einem Durchbruch isolierender Oxidschichten oder im normalen Betrieb sperrender pn-Übergänge. Somit entstehen elektrisch leitende Verbindungen. Im Falle der zu untersuchenden Probe war der Fehlerort bereits lokalisiert. Die Frage bestand darin, ob es mittels rasterkraftmikroskopischer Verfahren möglich ist, diesen Fehlerort zu verifizieren.

Bei dem zu untersuchenden Baustein handelte es sich um ein in einem SMD-Gehäuse untergebrachten integrierten Schaltkreis. Analog zu dem ersten in diesem Kapitel gezeigten Beispiel war lediglich das Gehäuse des IC's über der Chipfläche geöffnet. Aufgrund der kleinen Öffnung mit einer Kantenlänge von kleiner 4 mm und einer Tiefe von ca. 2 mm war es auch diesmal nicht möglich, den Schaltkreis mit konventionellen Messsonden zu erreichen.

Der Schaltkreis zeigte das für einen ESD-Fehler typische Fehlerbild einer über den Spezifikationen liegenden Stromaufnahme. Über eine externe Steuerleitung ließ sich das IC von dem stromsparenden Standby-Modus in den aktiven Modus schalten. Betrug die Stromaufnahme im aktiven Modus lediglich 60 μA , so vergrößerte sich dieser Wert

in dem Standby-Modus auf einen Wert von $150\ \mu\text{A}$. Da die Stromaufnahme des Schaltkreises im aktiven Modus unterhalb der Messgrenze des Messsystems für durch Leiterbahnen fließende Ströme lag und sich die Stromaufnahme im Standby-Modus an dieser Messgrenze befand stellte sich die Frage, welche Untersuchungsmethode für die Lokalisation des Fehlers geeignet erschien. Als Lösungsansatz kamen Spannungsmessungen entlang der betroffenen Leiterbahnen in Betracht, um aufgrund des vorliegenden Spannungsabfalls über dem Leiterbahnverlauf auf die Stromdichte in den Leiterbahnen zu schließen.

Die Messungen wurden von der Fehlerstelle ausgehend durchgeführt. Um später eine exakte Zuordnung der Spannungskontrastbilder zu den Leiterbahnen zu erhalten war es notwendig, zuerst die Topographie des Zielgebiets zu vermessen. In Abb. 7.5 ist sowohl eine optische Aufnahme wie auch eine rasterkraftmikroskopische Vergrößerung des Messgebiets dargestellt.

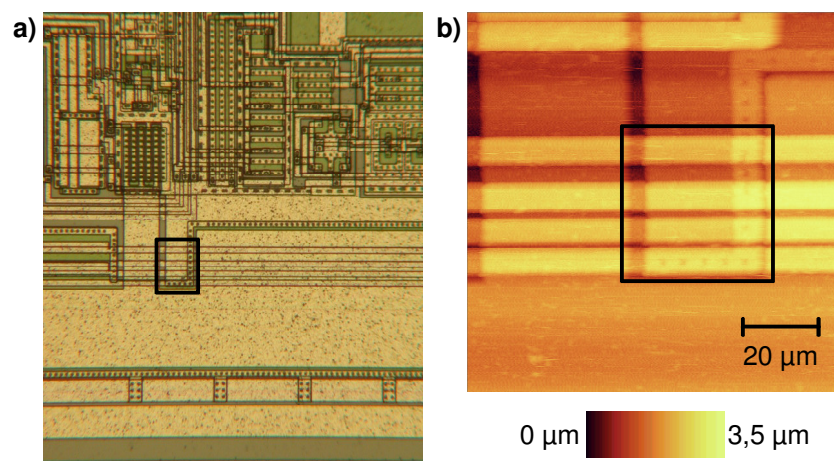


Abb. 7.5: Abbildungen des Zielgebiets auf dem integrierten Schaltkreis. a) Optische Aufnahme mit markiertem Zielgebiet, b) stellt eine rasterkraftmikroskopische Vergrößerung des Zielgebiets dar.

Abb. 7.5 zeigt im Wesentlichen vier parallele, quer verlaufende Leiterbahnen. Auch in dieser Topographie ist eine stark ausgeprägte Höhenstruktur erkennbar, das Messgebiet erstreckt sich in z -Richtung über einen Bereich von $3,5\ \mu\text{m}$. Wie später in den Spannungskontrastmessungen gezeigt werden wird führen lediglich die untere sowie die dritte Leiterbahn von unten ein Signal.

Auch diesmal war es analog zu den Strommessungen notwendig, die nominelle Versorgungsspannung von $5\ \text{V}_{\text{DC}}$ mit einem kleinen Wechselspannungsanteil von in

diesem Falle 100 mV_{AC} zu modulieren. Durch diese Modulation bei Resonanzfrequenz des Nadelsensors wurde die Einsatzfähigkeit des Messsystems für die nachfolgenden Messungen garantiert. Die damit gemessenen Spannungskontrastbilder über dem Zielgebiet sind in Abb. 7.6 wiedergegeben. Beide Messungen wurden in einer Rasterhöhe von $h = 1,5 \mu\text{m}$ über den stromführenden Leiterbahnen aufgenommen.

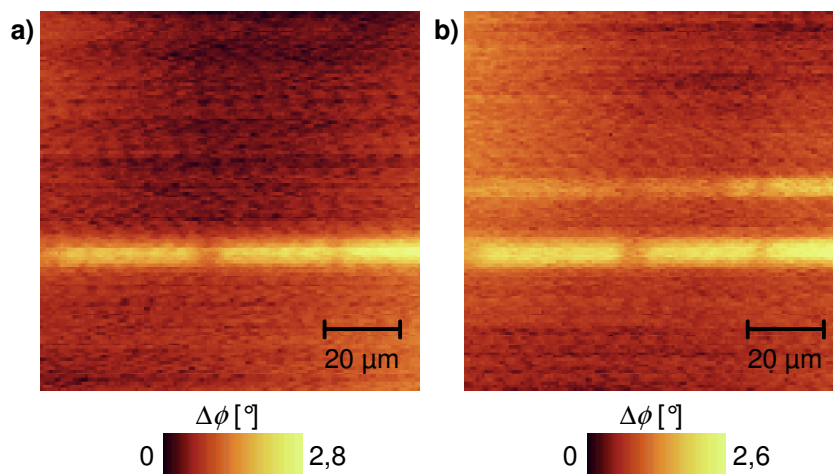


Abb. 7.6: Darstellung der Spannungskontrastmessungen des Zielgebiets. a) Spannungskontrastmessung im Standby-Modus. b) Spannungskontrastmessung im aktiven Modus.

Die Messungen zeigen, dass im Standby-Modus lediglich auf der unteren Leiterbahn aus Abb. 7.5b ein Signal anliegt. Im aktiven Modus ist eine zweite Leiterbahn signalführend, wobei dieses Signal betragsmäßig kleiner ist als das Signal auf der ersten Leiterbahn. Ferner fällt in diesen Messungen auf, dass entlang der Leiterbahnen Stellen auftreten, an denen sich der Spannungskontrast verringert. Diese dunklen Bereiche können denjenigen Stellen in der Topographie zugeordnet werden, an denen die Leiterbahnen in den Gräben zwischen den einzelnen Metallisierungsflächen des IC's verlaufen. Diese Signaländerungen stellen Messartefakte dar, da sich aufgrund der fehlenden Höhenregelung während der Spannungskontrastmessungen die effektive Rasterhöhe vergrößert, was zu einer Abnahme der Spannungsempfindlichkeit an diesen Punkten führt.

Da lediglich die untere Leiterbahn sowohl im Standby- als auch im aktiven Modus mit einem Signal beaufschlagt ist kann davon ausgegangen werden, dass sich der ESD-Fehler auch an dieser Leiterbahn befindet. Bevor nun aber eine detaillierte Analyse des Zielgebietes vorgenommen wurde galt es zu verifizieren, dass der Fehler tatsächlich in dem angegebenen Zielgebiet vorliegt. Dazu wurde jeweils ein Messpunkt

links sowie rechts des Zielgebietes für Spannungsmessungen ausgewählt. Da zwischen diesen Messpunkten keine Abzweigung vorliegt kann durch Vergleich der Messsignale an den beiden gewählten Stellen somit eine Aussage darüber getroffen werden, ob sich der ESD-Fehler zwischen diesen beiden Stellen befindet oder nicht.

In Abb. 7.7 sind die Positionen beider Messpunkte eingezeichnet. Schon in dem optischen Bild ist erkennbar, dass sich die Probentopographien dieser beiden Stellen unterscheiden. Aufgrund der während Spannungsmessungen fehlenden Höhenregelung und sich somit verändernder Empfindlichkeit des Messsystems sind die Messergebnisse also nicht direkt vergleichbar. Ein Vergleich kann aber dennoch vorgenommen werden, indem an beiden Messpunkten jeweils eine Messreihe im aktiven sowie Standby-Modus der Schaltung aufgenommen wird. Der Signalunterschied zwischen diesen beiden Modi stellt somit ein Maß der Stromänderung an den jeweiligen Messpunkten dar und kann miteinander verglichen werden.

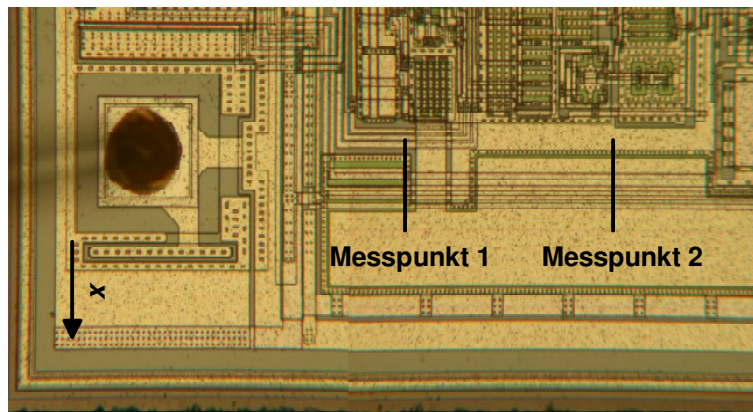


Abb. 7.7: Position der Messpunkte beiderseits des Zielgebiets.

Die folgenden beiden Abbildungen zeigen die Ergebnisse beider Messreihen an den in Abb. 7.7 eingezeichneten Messpunkten. Die Linienrasterungen wurden orthogonal zu den Leiterbahnen in einer Höhe von $h = 1,5 \mu\text{m}$ durchgeführt. Das im Falle des aktiven Modus existierende linke Maximum innerhalb der Messkurven entspricht dabei jeweils der oberen Leiterbahn aus Abb. 7.5b beziehungsweise Abb. 7.6b. Auch an den Messpunkten eins und zwei liegt nur an einer Leiterbahn sowohl im aktiven als auch im Standby-Modus ein Signal an. Deswegen kann sich der ESD-Fehler nur an dieser Leiterbahn befinden, und folglich wird nur die Signaländerung an dieser Leiterbahn betrachtet.

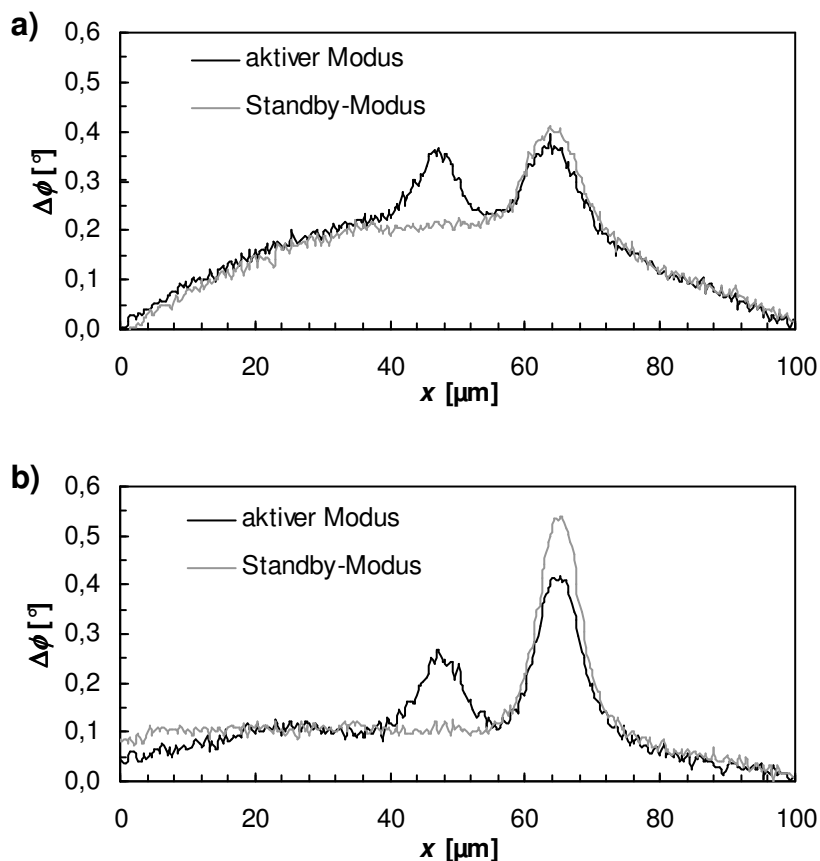


Abb. 7.8: Linienrasterungen an den in Abb. 7.7 eingezeichneten Messpunkten. a) Linienrasterung an Messpunkt 1, b) Linienrasterung an Messpunkt 2. Das rechte Maximum entspricht der unteren Leiterbahn.

Zuerst soll Abb. 7.8a betrachtet werden. Auffällig ist, dass beide Messkurven, abgesehen von dem im aktiven Modus zusätzlich auftretenden Signal an der linken Leiterbahn, nahezu deckungsgleich sind. Der Unterschied der Messsignale $\Delta\phi_{\max}$ beider Betriebsmodi beträgt lediglich $0,029^\circ$ und entspricht damit ungefähr dem in dieser Messung vorkommenden Rauschbodens. Somit kann festgehalten werden, dass der Stromfluss durch diese Leiterbahn beim Wechsel vom aktiven in den Standby-Modus an der Stelle des ersten Messpunkts nahezu konstant bleibt. Ein anderer Sachverhalt liegt allerdings bei Abb. 7.8b vor. Hierbei erhöht sich das Messsignal $\Delta\phi_{\max}$ um $0,107^\circ$ für den Fall, dass das IC aus dem aktiven in den Standby-Modus wechselt. Es tritt also eine signifikante Änderung des Stromflusses auf. Wie aber bereits erwähnt liegt zwischen den beiden Messpunkten keine Kontaktierung dieser Leiterbahn. Deswegen folgt daraus, dass es im Standby-Modus zu einem Leckstrom zwischen den Messpunkten eins und zwei kommt und sich somit der ESD-Fehler auch in diesem

Bereich befinden muss. Es kann daher angenommen werden, dass der ESD-Fehler tatsächlich in dem benannten Zielgebiet auftritt, weswegen dieses im Folgenden näher untersucht werden wird.

Um den Fehlerort innerhalb des Zielgebietes näher einzugrenzen wurden die Signalstärken entlang der unteren Leiterbahn für beide Betriebsmodi miteinander analog zu vorheriger Messung verglichen. Zwischen der letzten Stelle, an der die jeweiligen Signale $\Delta\phi_{\max}$ noch übereinstimmen und der ersten Stelle, an der eine Differenz auftritt, muss folglich der ESD-Fehler vorliegen. Für diesen Vergleich sind in Abb. 7.9 sowohl eine Linienraasterung entlang der unteren Leiterbahn als auch die aus den Spannungskontrastbildern resultierenden Messsignale aufgetragen.

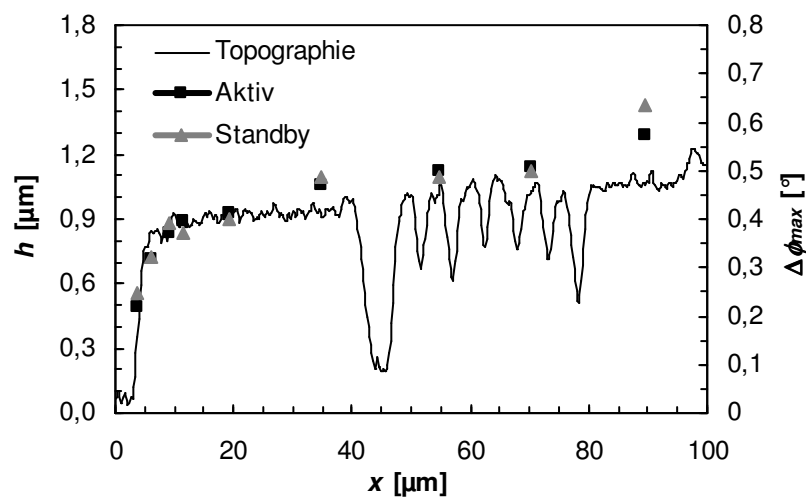


Abb. 7.9: Vergleich der Messsignale auf der unteren Leiterbahn in den beiden Betriebsmodi. Dargestellt ist jeweils die maximale Phasenänderung des Messsignals sowie diejenige Linienraasterung über der unteren Leiterbahn, entlang derer die einzelnen Messpunkte aufgezeichnet worden sind.

Aus dieser Abbildung geht hervor, dass die an der Leiterbahn anliegende Spannung an den gewählten Messpunkten in beiden Betriebsmodi ähnlich hoch ist. Zum linken Bildrand hin kommt es zu einer leichten Verringerung der Messsignale der Spannungskontrastmessungen. Des Weiteren tritt eine deutliche Korrelation zwischen der Leiterbahnhöhe und der Messsignalstärke am linken Bildrand auf, da sich dort aus den erwähnten Gründen die Spannungsempfindlichkeit des Messsystems verringert. Die wichtige Aussage dieser Messung besteht jedoch darin, dass ein deutlicher Unterschied zwischen den einzelnen Messsignalen am rechten Bildrand auftritt. Somit gilt es als

gesichert, dass zwischen den rechten beiden Messpunkten innerhalb des Zielgebietes der ESD-Fehler vorliegt.

Die Messungen dieses Unterkapitels zusammenfassend lässt sich folgende Schlussfolgerung ableiten. Aufgrund der geringen Stromaufnahme des untersuchten integrierten Schaltkreises ließ sich keine Strompfadverfolgung an den betroffenen Leiterbahnen durchführen. Deswegen wurde versucht, über den an einer stromdurchflossenen Leiterbahn auftretenden Spannungsabfall den ESD-Fehler zu lokalisieren. Aufgrund der niedrigen unteren Messgrenze bei Spannungsmessungen, welche das entwickelte Messsystem bereitstellt, gelang dieses auch, und die Lage des ESD-Fehlers konnte erfolgreich innerhalb des genannten Zielgebietes eingegrenzt werden.

Die durchgeführten Messreihen zeigten weiterhin, dass eine genaue Topographieregelung während Spannungsmessungen vorteilhaft ist. Ohne definierte, und bei jeden Messungen identischen Arbeitsabständen, lassen sich genaue Vergleiche einzelner Spannungsmessungen an verschiedenen Stellen des integrierten Schaltkreises nur über Umwege bilden. Da durch eine Topographieregelung der Arbeitsabstand zusätzlich verkleinert werden kann erhält man dadurch auch den Vorteil einer gesteigerten Sensitivität. Gerade bei dem Nachweis von Fehlerquellen durch die Messung von Spannungsabfällen an stromdurchflossenen Leiterbahnen, welches eine hohe Spannungsempfindlichkeit erfordert, ließen sich mit Topographieregelung in kürzerer Zeit verlässlichere Aussagen über den Fehlerort und Fehlermechanismus treffen.

8 Zusammenfassung und Ausblick

Die Komplexität heutiger integrierter Schaltungen verhindert, dass eventuell vorhandene Fehler allein durch eine äußere elektrische Beschaltung lokalisiert werden können. Deswegen existieren eine Vielzahl an Messsystemen die es erlauben, den Fehlerort innerhalb eines IC's zu bestimmen. Durch neue in der Halbleiterherstellung eingeführte Technologien verringert sich aber die Strukturgröße derart, dass derzeitige eingesetzte Systeme bald an ihre Auflösungsgrenze stoßen werden. Darum wurde begonnen auf der Rasterkraftmikroskopie basierende Testverfahren für die Fehleranalyse integrierter Schaltungen einzusetzen. Gerade hinsichtlich kontaktlosen Strom- und Spannungsmessungen in integrierten Schaltungen besteht aktuell allerdings noch Forschungs- und Entwicklungsbedarf.

Deswegen wurde im Rahmen dieser Arbeit ein auf der Rasterkraftmikroskopie basierendes Messsystem entwickelt und auf seine Leistungsfähigkeit bezüglich kontaktlosen Strom- und Spannungsmessungen in integrierten Schaltungen hin untersucht. Um die Nachteile konventioneller, in der Forschung auf diesem Gebiet eingesetzter Systeme zu lösen wurde ein eigens für den Schaltungstest zu verwendendes Rasterkraftmikroskop konstruiert. Auch die Auswahl eines geeigneten Sensors wurde auf die Bedürfnisse des Schaltungstest abgestimmt. So wurde die Einschränkung des limitierten Testzugriffs dadurch gelöst, dass kein konventioneller, hebelarmbasierter Sensor, sondern ein Nadelsensor Verwendung fand.

Zu Beginn dieser Arbeit existierte kein theoretisches Modell, welches sich mit der Messung elektrischer Wechsignale mittels eines Nadelsensors befasste. Um die Eignung dieses Sensors für derartige Messungen abschätzen zu können wurde deshalb zuerst ein für Strom- und Spannungsmessungen geeignetes theoretisches Modell entwickelt und berechnet. Dieses Modell wurde durch Simulationen mittels der Finiten Elemente Modellierung ergänzt. Aus den daraus resultierenden Ergebnissen, insbesondere durch die quantitative Simulation der wirkenden magnetischen und elektrischen Kräfte, konnte die Eignung des Nadelsensors für Strom- und Spannungsmessungen abgeschätzt werden.

Im Anschluss an die Erarbeitung der Grundlagen zur Strom- und Spannungsmessung wurde das eigentliche Messsystem entwickelt. Die dazu notwendigen Vorüberlegungen betrafen sowohl die Auswahl eines geeigneten Detektionsverfahrens mitsamt der Signalverarbeitung als auch den Messaufbau selbst. Zur Auswertung der vom Nadelsensor kommenden Messsignale kam sowohl ein Lock-In-Verstärker als auch ein eigenentwickelter Phasenregelkreis zum Einsatz. Aufgrund seiner der Amplitudenregelung überlegenen Reaktionszeit ist ein Phasenregelkreis für Topographiemessungen prädestiniert, der Lock-In-Verstärker wurde aufgrund seiner Fähigkeit zur Rauschunterdrückung für Strom- und Spannungsmessungen verwendet. Der eigentliche Mikroskopaufbau wurde hinsichtlich der durchzuführenden Untersuchungen an integrierten Schaltungen optimiert. Dabei fand besonders ein leichter Testzugriff auf den integrierten Schaltkreis Berücksichtigung. Zusätzlich wurde auch die Langzeitstabilität des Mikroskops optimiert. So ergibt sich bei dem gewählten Aufbau eine theoretische Temperaturdrift von 600 nm/K. Die Einsatzfähigkeit des so entwickelten Mikroskops wurde anhand ausgewählter Topographiemessungen gezeigt, die dabei gewonnenen Messparameter konnten für die nachfolgenden Strom- und Spannungsmessungen verwendet werden.

Die Charakterisierung des Messsystems hinsichtlich des elektrischen Schaltungstests erbrachte folgende Ergebnisse. Bei Strommessungen konnten die besten Resultate bei passiver Beschaltung des Nadelsensors erzielt werden. Mit dieser Messmethode konnten Ströme bis hinunter zu 100 μA nachgewiesen werden. Aufgrund des bei derart geringen Strömen auftretenden hohen Rauschanteils beträgt die untere Messbereichsgrenze allerdings lediglich 300 μA , da das Messsignal von dem nächst kleineren Strommesspunkt nicht mehr von dem bei 300 μA erhaltenen Signal eindeutig unterschieden werden kann. Damit ist sowohl die untere Messgrenze als auch Messbereichsgrenze bei Strommessungen um zwei Größenordnungen schlechter als die von hebelarmbasierten Systemen erzielte. Dies liegt darin begründet, dass aufgrund der 100-fach geringeren Schwingungsamplitude des Nadelsensors gegenüber hebelarmbasierten Systemen die Richtungsableitung $dF_{z,\text{mag}}/dx$ in x -Richtung gemessen wird. Bei einer größeren Schwingungsamplitude in z -Richtung ist aber auch der erfasste Gradient des magnetischen Feldes in dieser Richtung deutlich größer, was ein

hebelarmbasiertes System ausnutzt und somit für Strommessungen deutlich sensitiver macht.

Weiterhin wurde die Ortsauflösung von Strommessungen untersucht. Bei der für elektrische Messungen vorher bestimmten, bevorzugten Rasterhöhe von 150 nm lag die laterale Auflösung für Strommessungen bei 4 μm . Somit liegt diese in der gleichen Größenordnung, welche nach den Simulationen in Kapitel 4.3 je nach Lage des magnetischen Dipols in der Messspitze unter Verwendung des in Kapitel 4.1 beschriebenen Modells berechnet worden ist. Ferner stellte sich heraus, dass die Ortsauflösung nur von der Rasterhöhe, nicht aber von der Breite der in dieser Arbeit verwendeten Strukturen abhängig ist.

Im Gegensatz zu Strommessungen erbrachten sowohl aktive als auch passive Spannungsmessungen gute Ergebnisse. Bei passiven Spannungsmessungen wird eine untere Messgrenze von 500 μV erreicht. Regt man den Nadelsensor aktiv mit definiertem Phasenbezug zum Messsignal zum Schwingen an und überlagert dem Anregungssignal zusätzlich eine Gleichspannung, so kann seine untere Messgrenze auf 100 μV verbessert werden. Verglichen mit hebelarmbasierten Messsystemen, welche bei Wechselspannungen eine untere Messgrenze von circa 7 mV aufweisen, kann das entwickelte Rasterkraftmikroskop somit um nahezu zwei Größenordnungen kleinere Spannungen nachweisen. Zusätzlich werden je nach Rasterhöhe bei Spannungsmessungen Ortsauflösungen von besser als 70 nm erreicht, was vergleichbar mit konventionellen Systemen ist. Die weitere Untersuchung der Ortsauflösung ergab, dass diese ebenso wie bei Strommessungen nur abhängig von der Rasterhöhe, nicht aber von der Strukturbreite ist. Dem entgegen änderte sich die untere Messgrenze sowie Messbereichsgrenze des Messsystems in Abhängigkeit der Strukturbreite. Konnte die minimale untere Messbereichsgrenze von 100 μV noch bis herunter zu 1 μm breiten Strukturen erzielt werden, so verschlechterte sie sich an einer 500 nm breiten Struktur auf 200 μV . Spannungen von 100 μV konnten zwar auch noch bis hinunter zu 250 nm breiten Leiterbahnen nachgewiesen werden, die untere Messbereichsgrenze hingegen nahm aber weiter ab und verschlechterte sich auf 10 mV an einer 100 nm breiten Struktur. Der Grund für diese Verschlechterung liegt aber weniger in der durch das Messsystem bereitgestellten Ortsauflösung. Vielmehr wurde in allen Messreihen aufgrund der geringen Messsignale zur Unterdrückung des Rauschens eine hohe

Zeitkonstante des Lock-In-Verstärkers gewählt. Aufgrund der eingeschränkten Wahl der Rastergeschwindigkeit verweilte die Messspitze somit nicht lange genug über den kleineren Leiterbahnen, um über die gesamte Zeit das elektrische Signal integrieren zu können.

Nach dieser Charakterisierung des Messsystems wurde seine Einsatzfähigkeit an drei aktuell eingesetzten bzw. in der Entwicklung befindlichen integrierten Schaltungen untersucht. Diente die erste untersuchte Probe dazu, den Testzugriff auch an IC internen Stellen zu demonstrieren, welche nicht durch herkömmliche hebelarmbasierte Sensoren erreichbar waren, so wies die zweite Struktur der Fraunhofer Gesellschaft einen real existierenden Fehler auf. Da dieser Fehler nur in einem definierten Betriebszustand auftrat, musste die Fehleranalyse während des laufenden Betriebes des IC's erfolgen. Hierbei gelang es, durch eine Strompfadverfolgung erfolgreich den Fehlerort innerhalb des integrierten Schaltkreises zu lokalisieren. Ebenso wie im ersten Beispiel wäre diese Fehleranalyse mit konventionellen Rasterkraftmikroskopen nicht möglich gewesen.

Das letzte geschilderte Beispiel diente dazu eine an einem integrierten Schaltkreis bekannte Fehlerstelle mit Hilfe der Rasterkraftmikroskopie zu lokalisieren. Wegen der bei Strommessungen nicht ausreichenden unteren Messgrenze des Messsystems wurde dazu übergegangen, aufgrund des bei jeder stromdurchflossenen Leiterbahn auftretenden Spannungsabfalls eine Strompfadverfolgung durch Spannungsmessungen durchzuführen. Die bei Spannungsmessungen geringe untere Messgrenze des Messsystems erlaubte dabei nicht nur die Fehlerstelle zu finden, sondern zusätzlich konnte der bereits gefundene Fehlermechanismus, ein ESD-Fehler, bestätigt werden. Somit konnte auch in dem dritten Beispiel erfolgreich eine Fehleranalyse durchgeführt werden. Die Ergebnisse zeigten jedoch auch, dass eine genaue Topographieregelung zur Interpretation und dem Vergleich einzelner Messergebnisse notwendig ist.

Die während dieser Arbeit erzielten Ergebnisse beweisen also, dass das entwickelte Messsystem nicht nur eine hinreichende untere Messgrenze für Strommessungen sowie eine überlegene untere Messgrenze bei Spannungsmessungen besitzt. Vielmehr demonstrieren die gebrachten Beispiele sehr gut seine praktische Einsatzfähigkeit in der Fehleranalyse. Dennoch ergeben sich einige mögliche Verbesserungsansätze für dieses Messsystem.

Wie spätestens das dritte Beispiel in Kapitel 7.3 gezeigt hat ist eine definierte Topographieregelung auch während elektrischer Messungen unumgänglich. Durch das manuelle Einstellen einer lediglich mittleren Höhe über der Probenoberfläche lassen sich nur in einigen Fällen, und dann auch nur über Umwege, vergleichende Messungen an verschiedenen Stellen eines integrierten Schaltkreises durchführen. Als Lösung bietet sich der Lift Height Modus nach Abb. 2.10 an, durch welchen in zwei Schritten zuerst die Topographie ermittelt und daran anschließend diese Topographieaufnahme zur Regelung während der Strom- und Spannungsmessungen verwendet wird. Somit wird die Reproduzierbarkeit der elektrischen Messungen genauer, und zusätzlich gelingt die Zuordnung dieser Messungen zu der Topographie präziser. Schließlich erlaubt dieses Messprinzip eine Reduktion des Arbeitsabstandes, wodurch sowohl die Ortsauflösung als auch die untere Messgrenze von Strömen und Spannungen verbessert werden würde.

Weiterhin ist zu überlegen, ob der für die elektrischen Messungen verwendete Frequenzbereich erweitert werden kann, um die verwendete Frequenz der des zu untersuchenden Schaltkreises anpassen zu können. In dieser Arbeit wurden lediglich Wechsignale bei Resonanzfrequenz der Messsonde untersucht. Für Gleichstrom- oder Gleichspannungsmessungen wurde das an der Leiterbahn anliegende Signal mit einem Wechsignalanteil moduliert. Aufgrund der festen Resonanzfrequenz des Nadelsensors von $f_{\text{res}} = 1 \text{ MHz}$ kann dieses Modulationssignal nicht dem integrierten Schaltkreis angepasst werden. Insbesondere die Eingangsfilter eines IC's können zu nicht vorhersehbaren Signaländerungen führen. Für die somit notwendige Erweiterung des nutzbaren Frequenzbandes bietet sich die heterodyne Mischtechnik an, welche sowohl bei Strom- als auch bei Spannungsmessungen mit konventionellen hebelarmbasierten Messsonden ihre Einsatzfähigkeit unter Beweis gestellt hat [Böhm et al. 1993, Said et al. 1994].

Im Zuge der Frequenzbanderweiterung muss auch die Möglichkeit der zeitaufgelösten Messung von Signalen auf Leiterbahnen diskutiert werden. Können durch Strom- und Spannungspfadverfolgungen Fehler wie zum Beispiel Kurzschlüsse auf Leiterbahnen erkannt werden, so bleiben Logikfehler in integrierten Schaltungen sowie auch mögliche Laufzeitfehler dieser Messtechnik verborgen. Erst durch die zeitliche Erfassung der Signale wird eine umfassende Fehleranalyse möglich. Diese Analyse kann durch Samplingtechniken geschehen, wobei kurze, zeitlich versetzte

Spannungspulse an die Messspitze angelegt werden, wodurch eine Kraftwechselwirkung hauptsächlich zum Zeitpunkt dieser Pulse möglich ist. Mit solch einer Messtechnik wird eine Zeitauflösung von 5 ps erreicht [Ho et al. 1996]. Diese Messtechnik ist allerdings ausschließlich auf Spannungsmessungen anwendbar. Dennoch läge damit, und mit der schon jetzt bereitgestellten Möglichkeit der Fehleranalyse, ein multifunktionales Messsystem vor, welches durch seine vielfältigen Einsatzmöglichkeiten in höchstem Maße für die Fehleranalyse an integrierten Schaltungen geeignet erschiene.

9 Literaturangaben

[Bartzke et al 1993]

Bartzke, K., Antrack, T; Schmidt, K. H., Damman, E. und Schatterny, C.

”The needle sensor-a micromechanical detector for atomic force microscopy“

International Journal of Optoelectronics 8 (1993), no. 5/6, S. 669

[Bartzke 1994]

Bartzke, K.

“Der Nadelsensor. Kraftmikroskopie mit Schwingquarz und Tastnadel“

Shaker Verlag, Aachen (1994)

[Bartzke 1995]

Bartzke, K.

“Mikrostrukturmessungen mit dem Nadelsensor”

Mikrosystemtechnik Chemnitz, Chemnitzer Fachtagung Mikromechanik & Mikroelektronik, 2* (1995), S. 48

[Behnke 2002]

Behnke, U. E.

“Dynamische Spannungsmessungen an Submikrometerleitungen mittels der elektrischen Kraftmikroskopie“

Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität – Gesamthochschule Duisburg, Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik (2002)

[Binnig und Rohrer 1982]

Binnig, G. und Rohrer, H.

”Scanning Tunneling Microscopy“

Helvetica Physica Acta 55 (1982), S. 726

[Binnig et al. 1986]

Binnig, G., Quate, C. F. und Gerber C.

”Atomic Force Microscopy“

Phys. Rev. Lett. 56 (1986), S. 930

[Böhm et al. 1993]

Böhm, C., Saurenbach, F., Tschner, P., Torhs, C. und Kubalek, E.

“Voltage contrast in integrated circuits with 100 nm spatial resolution by scanning force microscopy“

J. Phys. D: Appl. Phys. 26 (1993), S. 1801

[Böhm 1995]

Böhm, C.

“Elektrische Charakterisierung mikroelektronischer Bauelemente mittels der Rasterkraftmikroskopie”

VDI Verlag, Düsseldorf (1995)

[Bohr 2005]

Bohr, M.

“65nm Technology for High Performance and Low Power”

Intel Developer Forum (2005), San Francisco, USA

[Burnham et al. 1989]

Burnham, N. A., Dominguez, D. D., Mowery R. L. und Colton R. J.

“Probing the Surface Forces of Monolayer Films with an Atomic-Force Microscope”

Phys. Rev. Lett. 64 (1989), no. 16, S. 1931

[Clauss et al. 1999]

Clauss, W.; Zhang, J.; Bergeron, D. J. und Johnson, A. T.

”Application and calibration of a quartz needle sensor for high resolution scanning force microscopy“

J. Vac. Sci. Technol. B 17 (1999), no 4., S. 1309

[Crépel et al. 2004]

Crépel, O., Poirier, P., Descamps, P., Desplats, R., Perdu, P., Haller, G., und Firiti, A.

“Magnetic Microscopy for IC Failure Analysis : Comparative Case Studies using SQUID, GMR and MTJ systems“

Microelectronics Reliability 44 (2004), S. 1559

[Czichos und Hennecke 2004]

Czichos, H. und Henneke, M.

“Hütte. Das Ingenieurwissen”

Springer, Berlin. 32., aktualisierte Auflage (2004)

[Dai et al. 1996]

Dai, Z., Yoo, M., und de Lozanne, A.

“Shallow ripples with giant wavelengths observed by atomic force microscopy: Real effects and the report of a new artefact”

J. Vac. Sci. Technol. B 14 (1996), S. 1591

[de la Bardonnie et al. 2005]

De la Bardonnie, M., Ross, R., Ly, K., Lorut, F., Lamy, M., Wyon, C. und Kwakman, L. F. Tz.

“The Effectiveness of OBIRCH Based Fault Isolation for Sub-90 nm CMOS Technologies”

Proceedings of the 31st International Symposium for Testing and Failure Analysis (2005), S. 49

[Despont et al. 1996]

Despont, M., Staufer, U., Stebler, C., Gross, H., und Vettiger, P.

”Electron-beam microcolumn fabrication and testing“

Microelectronic Engineering 30 (1996), S. 69

[DI 1998]

DI Produktkatalog “DI Advanced” (1998)

URL: <http://www.veeco.com>

[Dransfeld et al. 1988]

Dransfeld, K., Fischer, U. C., Güthner, P. und Heitmann, K.

Patent No. DE 3820518 C 1R (1988)

[Edwards et al. 1997]

Edwards, H., Taylor, L., Duncan, W. und Melmed, A. J.

“Fast, high-resolution atomic force microscopy using a quartz tuning fork as actuator and sensor”

J. Appl. Phys. 82 (1997), no. 3, S. 980

[Gerthsen und Meschede 2005]

Gerthsen, C. und Meschede, D.

“Gerthsen Physik”

Springer, Berlin (2005)

[Giessibl 1998]

Giessibl, F. J.

“High-speed force sensor for force microscopy and profilometry utilizing a quartz tuning fork”

Appl. Phys. Lett. 73 (1998), no. 26, S. 3956

[Giessibl et al. 1999]

Giessibl, F. J., Bielefeldt, H., Hembacher, S. und Mannhardt, J.

”Calculation of the optimal imaging parameters for frequency modulation atomic force microscopy“

Applied Surface Science 140 (1999), S. 352

[Giessibl 2000]

Giessibl, F. J.

“Atomic resolution on Si(111)-(7x7) by noncontact atomic force microscopy with a force sensor based on a quartz tuning fork”

App. Phys. Lett. 76 (2000), no. 11, S. 1470

[Goodman und Garcia 1990]

Goodman F. O. und Garcia N.

“Roles of the attractive and repulsive forces in atomic-force microscopy“

Phys. Rev. B 43 (1990), no. 6, S. 4728

[Grober et al. 2000]

Grober, R. D., Acimovic, J., Schuck, J., Hessman, D., Kindlemann, P. J., Hespanha, J., Morse, A. S., Karrai, K., Tiemann, I. und Manus, S.

”Fundamental limits of force detection using quartz tuning forks“

Rev. Sci. Instr. 71 (2000), no. 7, S. 2776

[Grunewald et al. 1995]

Grunewald, U., Bartzke, K. und Antrack, T.

”Application of the needle sensor for microstructure measurements and atomic force microscopy“

Thin Solid Films 264 (1995), S. 169

[Grützner 2005]

Grützner, M.

“Advanced electrical analysis of embedded memory cells using Atomic Force Probing”

Microelectronics Reliability 45 (2005) S. 1509

[Güntherodt et al. 1995]

Güntherodt, H. J., Anselmetti, D. und Meyer, E.

”Forces in Scanning Probe Methods“

Nato ASI Series E 286 (1995)

[Guo et al. 2002]

Guo, D. Z., Hou, S. M., Shen Z. Y., Zhao, X. Y., Liu, W. M. und Xue, Z. Q.

”Preparation and Annealing-Induced Structural Transition of Self-Organized Nanostripes on the Electropolished Aluminium Surface“

Chin. Phys. Lett. 19 (2002), no. 3, S. 385

[Güthner et al. 1989]

Güthner, P., Fischer, U. C. und Dransfeld, K.

“Scanning near-field acoustic microscopy“

Appl. Phys. B. 48 (1989), no. 1, S. 89

[Hamamatsu 2006]

“Technical Note Phemos 2000”

URL: <http://www.hamamatsu.com>

[Hartmann 1989]

Hartmann, U.

”The Point Dipole Approximation in Magnetic Force Microscopy“

Phys. Lett. A 137 (1989), S. 475

[Hartmann 1994]

Hartmann, U.

“Advances in Electronics and Electron Physics”

Academic Press Inc. 87 (1994), S. 475

[Hering et al. 1997]

Hering, E., Martin, R. und Stohrer, M.

“Physik für Ingenieure“

Springer, Berlin, 6. Auflage (1997)

[Ho et al. 1996]

Ho, F., Hou, A. S., Nechay, B. A., und Bloom, D. M.

“Ultrafast voltage-contrast scanning probe microscopy”

Nanotechnology 7 (1996), S. 385

[Intel 2004]

Intel (2004)

Intel Microprocessor Transistor Count Chart

URL: http://www.intel.com/museum/archives/history_docs/mooreslaw.htm

[Israelachvili 1985]

Israelachvili, J. N.

“Intermolecular and Surface Forces“

Academic, New York (1985)

[ITRS 2006]

ITRS: International Technology Roadmap for Semiconductors

URL: <http://public.itrs.net/>

[Karrai und Grober 1995]

Karrai, K. und Grober, R. D.

”Piezoelectric tip-sample distance control for near field optical microscopes“

Appl. Phys. Lett. 66 (1995), no. 14, S. 1842

[Khurana 1984]

Khurana, N.

”Pulse Infra-red Microscopy For Debugging Latch-up on CMOS Products”

Proceedings of the Int. Reliability Physics Symp. (1984), S. 122

[Kruseman et al. 2004]

Kruseman, B., Goossens, M. und Zieren, V.

”Photon Emission Microscopy in 90 nm CMOS Technologies“

Proceedings from the 30th International Symposium for Testing and Failure Analysis, Worcester, Massachusetts, USA (2004), S. 210

[Lantz et al. 2000]

Lantz, M. A., Hug, H. J., van Schendel, P. J. A., Hoffmann, R., Martin, S., Barattoff, A., Abdurixit, A., Güntherodt, H. J., und Gerber, C.

”Low Temperature Scanning Force Microscopy of the Si(111)-(7 x 7) Surface”

Phys. Rev. Lett. 84 (2000), no. 12, S. 2642

[Lennard-Jones 1932]

Lennard-Jones, J. E.

“Processes of Absorption and Diffusion on Solid Particles”

Trans. Faraday Soc. 61 (1932), S. 333

[Leutfeld 2002]

Leutfeld, H.

“Untersuchungen zur Ortsauflösung bei der schaltungsinternen Strommessung mit der Magnetkraftmikroskopie an parallelen Leiterbahnen“

Studienarbeit, Gerhard-Mercator-Universität – Gesamthochschule Duisburg, Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik (2002)

[Löhdorf 1997]

Löhdorf, M.

„Untersuchung mikromagnetischer Eigenschaften dünner Schichten mit dem Magnetkraftmikroskop“

Dissertation, Universität Hamburg, Fachbereich Physik (1997)

[Menzel und Kubalek 1983]

Menzel, E. und Kubalek, E.

”Fundamentals of electron beam testing of integrated circuits“

Scanning 5 (1983), S. 103

[Menzel 1992]

Menzel, E.

“Electron beam testing techniques”

Microelectronic Engineering 16 (1992), S. 3

[Michels et al. 1995]

Michels, A., Meinen, F., Murdfield, T., Göhde, W., Fischer, U. C., Beckmann, E. und Fuchs, H.

”1 MHz quartz length extension resonator as a probe for scanning near-field acoustic microscopy“

Thin Solid Films 264 (1995), S. 172

[Michely et al. 2000]

Michely, T., Kaiser, M. und Rost, M. J.

”Plug “n“ play scanning probe microscopy“

Review of Scientific Instruments 71 (2000), no. 12, S. 4461

[Multiprobe 2005]

Multiprobe

“Change the way you look at the transistors for generations to come”

Press release (2005)

URL: <http://www.multiprobe.com>

[Myhra 2004]

Myhra, S.

“Manipulation of Si oxide and electrically conducting carbon films by scanning probe microscopy (SPM): nano-lithography and nano- machining”

THIN SOLID FILMS 459 (2004), no. 1-2, S. 90

[Naitou und Ookubo 2004]

Naitou, Y. und Ookubo, N.

”High-spatial-resolution scanning capacitance microscope using all-metal probe with quartz tuning fork”

Appl. Phys. Lett. 85 (2004), no. 11, S. 2131

[Nanosensors 2005]

Nanosensors

Product Guide (2005)

[Neinhüs et al. 2002]

Neinhüs, M., Weber, R., Behnke, U., Mertin, W., Kubalek, E., Breil, R. A., Detje, M., und Feltz, A.

“Contactless current and voltage measurements in integrated circuits via a needle sensor”

Microelectronics Reliability 42 (2002), no. 9, S. 1695

[Neinhüs 2003]

Neinhüs, M.

“Finite Elemente Simulationen der Wechselwirkung Messsonde/Testpunkt bei der Rastersonden-Strom/Spannungs-Messtechnik für den kontaktlosen und chipinternen elektrischen Test integrierter Schaltkreise“

Diplomarbeit, Gerhard-Mercator-Universität – Gesamthochschule Duisburg,

Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik (2003)

[Neubig und Briele 1997]

Neubig, B. und Briele, W.

“Das große Quarzkochbuch“

Franzis Verlag, Poing (1997)

[Nikawa und Tozaki 1993]

Nikawa, K. und Tozaki, S.

„Novel OBIC Observation Method For Detecting Defects in Al Stripes Under Current Stressing“

Proceedings of the 19th International Symposium on Testing and Failure Analysis, Los Angeles, California, USA (1993), S. 303

[Nishi et al. 2000]

Nishi, R., Houda, I., Aramata, T., Sugawara, Y. Und Morita S.

“Phase change detection of attractive force gradient by using a quartz resonator in noncontact atomic force microscopy”

Applied Surface Science 157 (2000), S. 332

[Nishi et al. 2001]

Nishi, R., Houda, I., Kitano, K., Sugawara, Y. Und Morita, S.

“A noncontact atomic force microscope in air using a quartz resonator and FM detection method”

Applied Physics A 72 (2001), S. 93

[Nonnenmacher 1990]

Nonnenmacher, N.

“Rasterkraftmikroskopie mit Mikrospitzen”

Dissertation, Fachbereich Physik der Gesamthochschule Kassel (1990)

[O’Boyle 1999]

O’Boyle, M. P., Hwang, T. T. und Wickramasinghe, H. K.

”Atomic force microscopy of work functions on the nanometer scale”

Appl. Phys. Lett. 74 (1999), no. 18, S. 2641

[Ohnesorge und Binnig 1993]

Ohnesorge, F. und Binnig, G.

”True atomic resolution by atomic force microscopy through repulsive and attractive forces”

Science 260 (1993), S 1451

[Omicron 2005]

Omicron NanoTechnology GmbH (2005)

URL: <http://www.omicron.de>

[Radu et al. 2002]

Radu, G., Memmert, U. und Hartmann, U.

”High-temperature needle-sensor investigations on thin Au₅₅ layers“

Applied Surface Science 188 (2002), S. 435

[Rensen et al. 1999]

Rensen, W. H. J., van Hulst, N. F., Ruiter, A. G. T. und West, P. E.

”Atomic steps with tuning-fork-based noncontact atomic force microscopy”

Appl. Phys. Lett. 75 (1999), no. 11, S. 1640

[Ruiter et al. 1997]

Ruiter, A. G. T., Veerman, J. A., van der Werf, K. O und van Hulst, N. F.

”Dynamic behavior in tuning fork shear-force feedback“

Appl. Phys. Lett. 71 (1997), no. 1, S. 28

[Ruiter et al. 1998]

Ruiter, A. G. T., van der Werf, K. O., Veerman, J. A., Garcia-Parajo, M.F., Rensen W. H. J. und van Hulst, N. F.

”Tuning fork shear-force feedback“

Ultramicroscopy 71 (1998), S. 149

[Said et al. 1994]

Said, R., Mittal, M., Bridges, G. und Thompson D. J.

“High frequency potential probe using electrostatic force microscopy”

J. Va. Sci. Technol. A 12 (1994), no. 4, S. 2591

[Sarid 1991]

Sarid, D.

“Scanning Force Microscopy: With Applications to Electric, Magnetic and Atomic Forces”

Oxford University Press, New York (1991)

[Schmidt et al. 2000]

Schmidt, J. U., Bergander, H. und Eng, L. M.

”Experimental and theoretical analysis of shear-force interaction in the non-contact regime with 100 pN force resolution“

Appl. Surf. Sci. 157 (2000), S. 295

[Schrag et al. 2003]

Schrag, B. D., Liu X. Y., Carter, M. J., und Gang Xiao

“Scanning magnetoresistive microscopy for die-level submicron current density mapping”

Proceedings of the 29th International Symposium on Testing and Failure Analysis, Santa Clara, California, USA (2003), S. 2

[Seifert 2002]

Seifert, F.

“Entwicklung einer Messtechnik zur quantitativen, kontaktlosen Bestimmung von Strömen in integrierten Schaltungen mittels der Rastersondenmikroskopie“

Diplomarbeit, Gerhard-Mercator-Universität – Gesamthochschule Duisburg, Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik (2002)

[Seo et al. 2002]

Seo, Y., Jhe, W. und Hwang, C. S.

”Electrostatic force microscopy using a quartz tuning fork“

Appl. Phys. Lett. 80 (2002), no. 23, S. 4324

[Sokolov 1994]

Sokolov, I. Y.

“On the limits of spectroscopic ability of AFM and the interaction between AFM tip and a sample”

Surface Science 311 (1994), S. 287

[SUSS 2005]

SUSS Microtec

“SUSS MicroTec Unveils World's First Non-Contact Probe System”

Press Release, 20.07.2005

URL: <http://www.suss.com>

[Ten Brinke et al. 1994]

Ten Brinke, G., Manias, E., Hadziioannou, G., und Koutsos, V.

“Atomic Force Microscopy and Real Atomic Resolution“

Europhys. Lett. 26 (1994), no. 2, S. 103

[Todorovic und Schultz 1998]

Todorovic, M. und Schultz, S.

“Miniature high-sensitivity quartz tuning fork alternating gradient magnetometry”

Appl. Phys. Lett. 73 (1998), no. 24, S. 3595

[Vanderlinde et. al. 2000]

Vanderlinde, W. E., Cheney, M. E., McDaniel, E. B., Skinner, K. L., Knauss, L. A., Frazier, B. M., Christen, H. M.

“Localizing Power to Ground Shorts in a Chips-First MCM by Scanning SQUID Microscopy”

IEEE International Reliability Physics Symposium Proceedings (2000), S. 413

[Vogelsang 2000]

Vogelsang, M.

“Untersuchung von Oberflächen mit dem Nadel-Sensor”

Diplomarbeit an der Universität des Saarlandes, Fachrichtung Experimentalphysik, Saarbrücken (2000)

[Wang et al. 2002a]

Wang, Z. Y., Bao, J. B., Zhang, H. H. und Guo W. M.

”High-resolution surface charge image achieved by a multiforce sensor based quartz tuning fork in electrostatic force microscopy“

Appl. Phys. Lett. 81 (2002), no. 7, S. 1300

[Wang et al. 2002b]

Wang, J., Howard, A., Egdell, R. G., Pethica, J. B. und Foord, J. S.

“Arrangement of rotational domains of the $(\sqrt{31} \times \sqrt{31}) R\pm 9^\circ$ reconstruction of $\text{Al}_2\text{O}_3(0001)$ revealed by non-contact AFM”

Surface Science 515 (2002), S. 337

[Weber 2002]

Weber, R.

“Entwicklung einer kontaktlosen Magnetkraftmikroskopie-Messtechnik für Gleich- und Wechselströme in integrierten mikroelektronischen Schaltungen“

Dissertation, Gerhard-Mercator-Universität – Gesamthochschule Duisburg, Fachgebiet Werkstoffe der Elektrotechnik (2002)

[Wehner 2001]

Wehner, A.

“Bestimmung der Gleichstromstärke in integrierten Schaltungen mittels Magnetkraftmikroskopie“

Diplomarbeit, Universität Hamburg, Institut für Angewandte Physik, Zentrum für Mikrostrukturforschung (2001)

[Wolff 1997]

Wolff, I.

“Maxwellsche Theorie“

Springer Verlag, Berlin (1997)

[Wurster 1997]

Wurster, P.

“Konkurrenzlos”

Elektronik Praxis 21 (1997), S. 94

Danksagung

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Lehrstuhl ‚Werkstoffe der Elektrotechnik‘ der Universität Duisburg-Essen.

Mein ganz besonderer Dank gilt Herrn Prof. Dr. rer. nat. Gerd Bacher und Herrn Prof. em. Dr.-Ing. Erich Kubalek, welche mir die Möglichkeit gaben, diese Arbeit an dem Lehrstuhl durchzuführen.

An dieser Stelle möchte ich mich bei Herrn Prof. Dr.-Ing. Holger Vogt für die Übernahme des Koreferats bedanken. Des Weiteren danke ich den Herren Prof. Dr. sc. tech. Daniel Erni, Prof. Dr.-Ing. Axel Hunger sowie PD Dr.-Ing. Frank Einar Kruis, welche sich bereit erklärt haben der Prüfungskommission anzugehören.

Herrn Dr.-Ing. Wolfgang Mertin danke ich für die gute Zusammenarbeit sowie dafür, dass er während seiner Zeit als stellvertretender Lehrstuhlinhaber meine Arbeit weiter betreute.

Meinen Kollegen am Lehrstuhl ‚Werkstoffe der Elektrotechnik‘ danke ich für die gute Zusammenarbeit. Insbesondere möchte ich Herrn Dipl.-Ing. Dipl.-Phys. Klaus-Dieter Katzer sowie Herrn Dipl.-Ing. Frank Seifert für Ihre Unterstützung danken.

Des Weiteren bedanke ich mich bei Herrn Helmut Lebeau und Udo Rau, welche mir bei allen technischen Belangen unterstützend zur Seite standen.

Weiterhin bedanke ich mich bei der Seele des Fachgebiets, Frau Ingeborg Schäl, für Ihre Bereitschaft mich unter anderem bei allen organisatorischen Fragen zu meiner Arbeit zu unterstützen.

Schließlich bedanke ich mich auch bei meinen Eltern für Ihre umfassende Unterstützung und Ihr wohlwollendes Interesse an meiner Promotion sowie meiner Freundin Vanessa, die durch Ihren Beistand und Unterstützung einen großen Anteil am Gelingen dieser Arbeit trug.